

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektroniky a informatiky**  
**Katedra telekomunikační techniky**

**Aplikace transkonduktančních zesilovačů**  
**v telekomunikační technice**

**Applications transconductance amplifiers**  
**in telecommunications technology**

## **Prohlášení:**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 7. 5. 2010

.....

Martin Odstrčil

## **Poděkování:**

Chtěl bych tímto poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu Ing. Zdeňku Tesařovi za jeho konzultace, rady a pomoc při vypracovávání mé diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat i všem ostatním za užitečné rady a pomoc při tvorbě mé diplomové práce.

V Ostravě dne 7. 5. 2010

.....

Martin Odstrčil

## Abstrakt:

Tato práce se zabývá transkonduktančními zesilovači OTA a jejich využitím v kmitočtových filtrech. Jsou zde popsány vlastnosti OTA zesilovače, díky kterým je právě vhodným prvkem pro kmitočtové filtry. Hlavní takovou vlastností je možnost ladění transkonduktance  $g_m$ . Dále je uveden přehled komerčně dostupných OTA zesilovačů na trhu. V další části je provedena analýza filtrů 1. a 2. řádu a několika typů univerzálních filtrů, které plní všechny tři základní funkce, tedy dolní propust, horní propust a pásmovou propust. Jsou uvedena schémata zapojení, odvozené návrhové vztahy a kmitočtové charakteristiky. Pro všechny filtry je provedena simulace v programu SNAP pro ověření správnosti návrhu. Následující kapitolou je praktické ověření návrhových postupů na zvoleném typu filtru. Poslední kapitola zahrnuje postup návrhu filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy, jejíž princip spočívá v rozkladu přenosové funkce na dílčí přenosové funkce 1. a 2. řádu.

## Klíčová slova:

Kmitočtový filtr, transkonduktanční zesilovač, transkonduktance, kaskádní syntéza, mezní kmitočet, činitel jakosti, dolní propust, horní propust, pásmová propust

## **Abstract:**

This work deals with transconductance amplifiers OTA and their usage in frequency filters. There are described characteristics of OTA amplifier here, thanks by which is just possible element for frequency filters. That main characteristic is possibility tuning transconductance  $g_m$ . Further is state view of commercially accessible OTA amplifiers on market. In next part is made analysis filters 1. and 2. degree and some of types universal filters that filling – up all three basic function, than low pass, high pass and band pass. There are introduced schematics wiring, derived proposal figures and frequency characteristics. For all filters is made simulation in computer programme SNAP for check rightness proposal. Next chapter is practical check on derived procedures on select type of filter. Last chapter includes procedure of proposal filters highers degree by means of cascade synthesis, whoose principle consists in breakdown transmission function on partial transmission function 1. and 2. degree.

## **Key words:**

Frequency filter, transconductance amplifier, transconductance, cascade synthesis, cut-off frequency, Q factor, low pass, high pass, band pass

## Seznam použitých zkratek a symbolů:

$a_{0-m}$ .....	koeficienty přenosové funkce čitatele	
$B$ .....	šířka pásma	[Hz]
$b_{0-n}$ .....	koeficienty přenosové funkce jmenovatele	
$C$ .....	kapacita kondenzátoru	[F]
$DP$ .....	dolní propust	
$f_D, f_H$ .....	dolní mezní kmitočet, horní mezní kmitočet	[Hz]
$f_m, f_C$ .....	mezní kmitočet	[Hz]
$g_m$ .....	transkonduktance	[S]
$HP$ .....	horní propust	
$I_B$ .....	řídící proud OTA (bias current)	[A]
$K(s)$ .....	přenosová funkce v operátorovém tvaru	[-]
$KHN$ .....	Kerwin – Huelsman – Newcomb struktura	
$m$ .....	řád polynomu čitatele přenosové funkce	
$n$ .....	řád polynomu jmenovatele přenosové funkce	
$OTA$ .....	operační transkonduktanční zesilovač	
$PP$ .....	pásmová propust	
$PZ$ .....	pásmová zadrž	
$Q$ .....	činitel jakosti filtru	[-]
$R$ .....	elektrický odpor	[ $\Omega$ ]
$SR$ .....	rychlost přeběhu	[V/ $\mu$ s]
$U$ .....	napětí	[V]
$U_D$ .....	vstupní diferenční napětí	[V]
$u_i$ .....	vstupní napětí	[V]
$u_o$ .....	výstupní napětí	[V]
$U_T$ .....	teplotní napětí	[V]
$\omega_0$ .....	mezní úhlový kmitočet	[rad/s]

# OBSAH:

<b>1</b>	<b>Úvod.....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Transkonduktanční zesilovač.....</b>	<b>3</b>
2.1	Popis .....	3
<b>3</b>	<b>Elektrické filtry.....</b>	<b>8</b>
3.1	obecný popis .....	8
3.2	Filtry ARC 2.řádu .....	9
3.2.1	Aktivní prvky .....	10
3.2.2	Aktivní prvky s řízenými proudovými zdroji.....	10
3.2.3	Zapojení bloků 2.řádu.....	11
3.2.4	Realizace filtrů ARC .....	13
<b>4</b>	<b>Přehled dostupných OTA a BOTA .....</b>	<b>14</b>
<b>5</b>	<b>Analýza filtrů 1. a 2. řádu .....</b>	<b>17</b>
5.1	Dolní propust 1. řádu .....	17
5.2	Horní propust 1. řádu .....	18
5.3	Dolní propust 2. řádu .....	19
5.4	Horní propust 2. řádu .....	21
5.5	Pásmová propust.....	22
5.6	Integrátory .....	23
5.7	Součtový zesilovač .....	24
<b>6</b>	<b>Univerzální filtry .....</b>	<b>25</b>
6.1	Multifunkční filtr 4.řádu .....	25
6.2	Multifunkční filtr v napěťovém módu .....	27
6.3	KHN filtr s OTA v napěťovém módu.....	30
6.4	KHN filtr s OTA ve smíšeném módu .....	33
<b>7</b>	<b>Experimentální ověření návrhů .....</b>	<b>36</b>
<b>8</b>	<b>Návrh filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy .....</b>	<b>43</b>
8.1	Kaskádní syntéza .....	43
8.2	Návrh filtrů vyšších řádů .....	45
<b>9</b>	<b>Závěr.....</b>	<b>54</b>
	<b>Literatura.....</b>	<b>55</b>
	<b>Přílohy.....</b>	<b>56</b>

# 1 Úvod

V úvodu bych začal tím, co je zadáním mé diplomové práce a tedy čím se v této práci budu zabývat. V mé diplomové práci se budu zabývat transkonduktančními zesilovači OTA. Poprvé byl OTA zesilovač komerčně uveden na trh v roce 1969 firmou RCA. V roce 1985 se objevili první publikace s OTA v kterých byly představeny nové CMOS OTA architektury a nové zapojení kmitočtových filtrů s tímto aktivním prvkem. V současné době jsou na trh dodávány OTA zesilovače od mnoha výrobců jako Intersil, Linear Technology, Texas instruments a další. OTA zesilovač je definován jako zdroj proudu řízený napětím. Hlavním parametrem OTA je transkonduktance  $g_m$ . Jeho schopností je řídit transkonduktanci proudem  $I_B$  (Bias current). Díky tomu je vhodný ke konstruování a řízení elektrických struktur se zesilovači, jako například kmitočtové filtry, oscilátory, napětím řízené zesilovače a další.

V další kapitole se budu zabývat kmitočtovými filtry s těmito OTA prvky. Provedu analýzu filtrů 1. a 2. řádu. Uvedu schémata zapojení, popis filtru, odvozené přenosové funkce a vztahy pro výpočet mezního kmitočtu a činitele jakosti. U všech filtrů budou uvedeny také hodnoty reálných součástí vypočítané dle odvozených návrhových vztahů a kmitočtové charakteristiky pro tyto vypočítané hodnoty. K ověření správnosti návrhových vztahů a správné funkce kmitočtových filtrů bude použit softwarový program SNAP. Další část bude obsahovat analýzu univerzálních filtrů s OTA. Tyto filtry se skládají z několika bloků a mohou mít různé struktury. V mé práci se budu zabývat čtyřmi typy univerzálních filtrů. U těchto filtrů je výhodou jejich univerzální použití, plní funkce dolní propusti, pásmové propusti i horní propusti. Výhodou také může být ladění souběžnou změnou transkonduktance prvků OTA. Avšak je zde i nevýhoda z hlediska složitosti obvodu. Například u struktury typu KHN v praxi při dostačujícím dynamickém vstupním rozsahu je nutnost použití odporových děličů na vstupech OTA. Parametry filtru jsou pak závislé na více obvodových parametrech.

Následující kapitola bude obsahovat experimentální ověření návrhových postupů, kde pro zvolený typ filtru je provedeno měření a uvedeno naladění filtru, postup měření a výsledné naměřené kmitočtové charakteristiky pro všechny tři funkce filtru a pro různé hodnoty transkonduktance  $g_m$  a činitele jakosti  $Q$ .

Poslední kapitola bude věnována vypracování metodiky návrhu filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy. Kaskádní syntéza je jeden ze základních principů realizace ARC filtrů. Její princip spočívá v kaskádním řazení bloků 1. a 2. řádu za sebe pro získání libovolného řádu.



K vypracování této metodiky bude využit softwarový program NAF, pro získání koeficientů  $a_i$  a  $b_i$ . Tyto koeficienty lze poté aplikovat dle obecné přenosové funkce na odvozenou přenosovou funkci určitého filtru a vypočítat hodnoty součástek pro realizaci filtru.

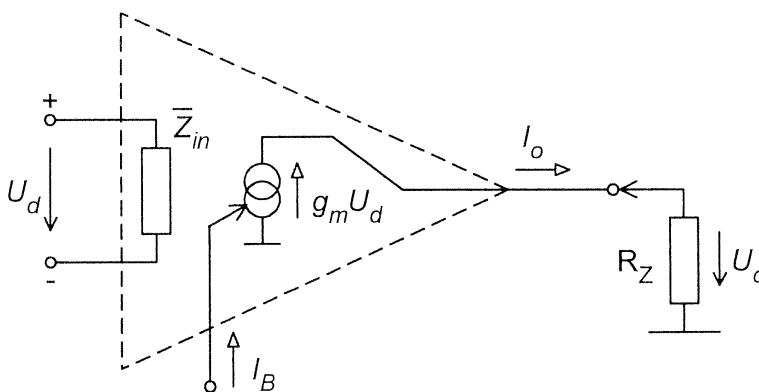
## 2 Transkonduktanční zesilovač

### 2.1 Popis

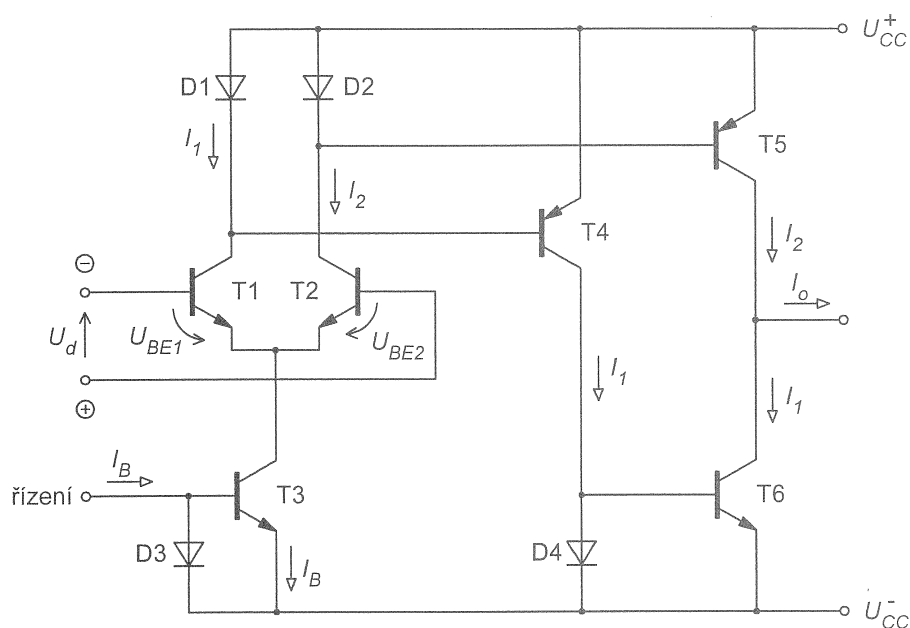
Transkonduktanční (nebo-li transadmitanční) zesilovač je definován jako zdroj proudu řízený napětím. Díky jeho schopnosti řídit transkonduktanci  $g_m$  (přenosová vodivost) pomocí ss proudu  $I_B$  s ním lze konstruovat a elektricky řídit (programovat) struktury se zesilovači, jako například filtry (přeladování filtrů), oscilátory, napětím řízené zesilovače a násobiče. OTA pracují běžně do 2 MHz (bez zpětné vazby). Díky proudovému výstupu je impedanční přizpůsobení jednodušší, jelikož zátěž OTA je současně i výstupní impedancí. Transkonduktanční zesilovače mají konečné zesílení a nevyžadují použití zpětné vazby. Absence zpětné vazby je výhodná z hlediska stability a kmitočtového rozsahu.

Ideální OTA se oproti klasickému operačnímu zesilovači liší v:

- chová se jako ideální zdroj proudu, ne jako ideální zdroj napětí.
- vstupní diferenční napětí není nulové. Vstupní impedance je nekonečná, takže vstupní proudy lze zanedbat.



Obr. 2.1: Náhradní schéma OTA (lit. [4])



Obr. 2.2: Principiální zapojení OTA (lit. [4])

V tomto principiálním schématu jsou čtyři proudová zrcadla s převodem proudů 1:1, tvořena prvky (D1, T4), (D2, T5), (D4, T6) a (D3, T3). To má za následek, že kolektorový proud tranzistoru T6 se rovná kolektorovému proudu tranzistoru T1 a to samé platí pro kolektorové proudy tranzistorů T5 a T2.

Výstupní proud  $I_0$  je dán vztahem:

$$I_0 = I_2 - I_1 \quad (2.1)$$

Pro diferenční napětí  $U_d$  platí vztahy:

$$U_d = U_{BE2} - U_{BE1} \quad (2.2)$$

$$U_d = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(I_2 / I_1) = U_T \cdot \ln(I_2 / I_1) \quad (2.3)$$

Při malých hodnotách vstupního napětí  $U_i$  je vhodné vztah upravit, protože proudy  $I_1$  a  $I_2$  jsou skoro stejné.

$$U_d = U_T \cdot \ln \frac{I_2 + I_1 - I_1}{I_1} = U_T \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_2 - I_1}{I_1} \right) \quad (2.4)$$

$$U_d \doteq U_T \cdot I_0 / I_1 \quad (2.5)$$

Vždy musí platit:

$$I_B = I_1 + I_2 \quad (2.6)$$

a opět pro malé vstupní napětí  $U_i$ , kdy se proudy  $I_1$  a  $I_2$  téměř neliší, lze použít vztah:

$$I_B \doteq 2I_1 \quad (2.7)$$

Po dosazení získáme (pro malé  $U_i$ ):

$$I_0 = U_d \cdot I_B / (2U_T) = U_d \cdot g_m \quad (2.8)$$

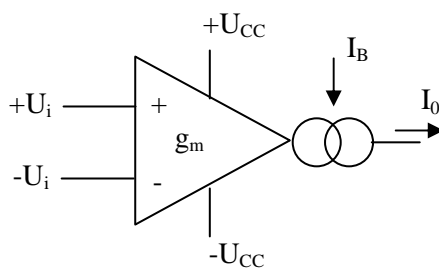
- z tohoto výrazu získáme transkonduktanci  $g_m$  :

$$g_m = I_B / (2U_T) \quad (2.9)$$

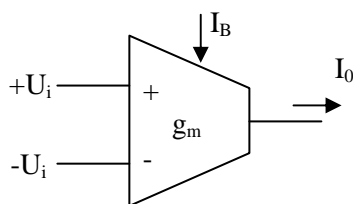
- hodnotu  $g_m$  lze řídit změnou hodnoty proudu  $I_B$

$$(U_T = 26\text{mV při } T = 300\text{K})$$

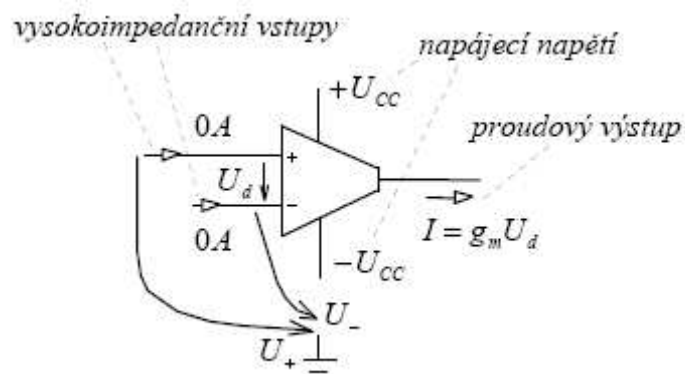
### Schématické značky



Obr. 2.3: Schématická značka OTA

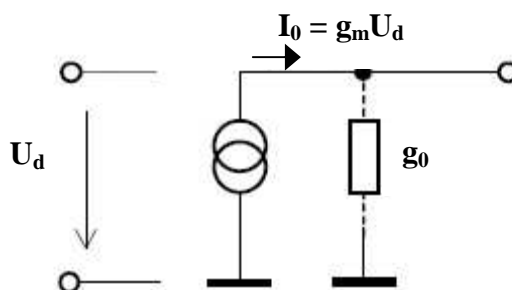


Obr. 2.4: Schématická značka OTA



Obr. 2.5: Schématická značka OTA s vyznačenými obvodovými napětími a proudy.

### Model OTA



Obr. 2.6: Model OTA

### Transkonduktance $g_M$ [S]

Uvažujme převodník typu napětí/proud s převodní konstantou  $K$ , zatížený rezistorem  $R$ . Tento převodník má ke vstupním svorkám připojený zdroj napětí  $U_{IN}$  a výstupní svorka je tak protékána proudem  $K \cdot U_{IN}$ . Rozměr hodnoty  $K$  lze určit z následujícího vztahu:

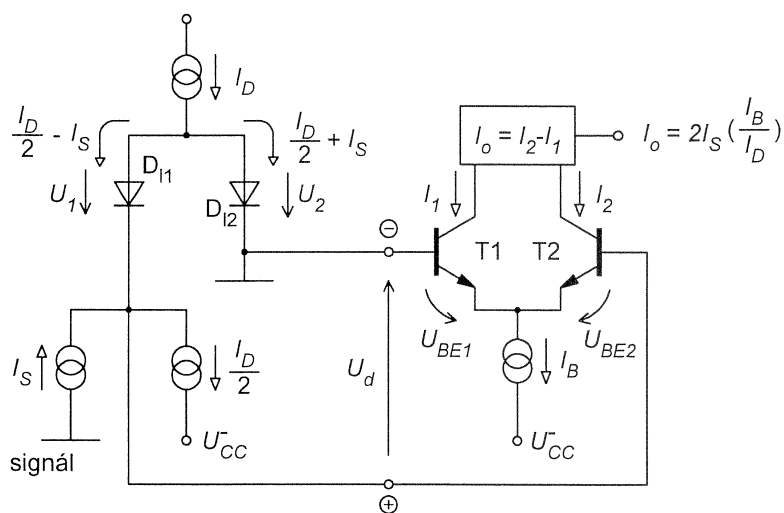
$$[K] = \frac{A}{V} = \frac{1}{\Omega} = S \quad (2.10)$$

Hodnota  $K$  představuje tak přímo transkonduktanci  $g_m$ . Zatížíme-li výstup tohoto převodníku zatěžovacím rezistorem  $R_Z$ , můžeme hodnotu výstupního napětí definovat rovnicí:

$$U_{RZ} = I_{OUT} \cdot R_Z = g_M \cdot R_Z \cdot U_{IN} \quad (2.11)$$

## Linearizační diody

Obvod OTA se doplňuje o linearizační diody, které linearizují převodní charakteristiku obvodu. Důvodem je narůstající nelinearita transkonduktance při větším napětí  $U_d$  než několik mV. Linearizační diody bývají součástí OTA.



Obr. 2.7: Zapojení linearizačních diod (lit. [4])

## 3 Elektrické filtry

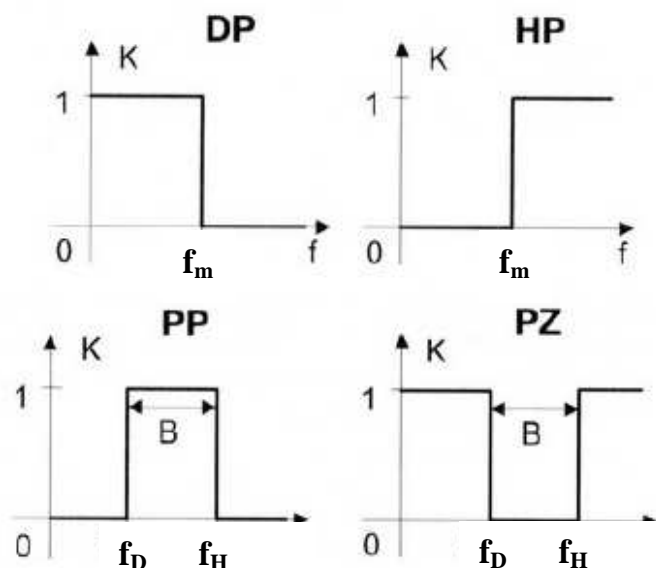
### 3.1 obecný popis

Elektrické kmitočtové filtry jsou většinou lineární dvojbrany, které umožňují propouštět požadované harmonické složky elektrických signálů v určitém pásmu kmitočtů a mimo toto pásmo jsou utlumeny. Pásmo ve kterém jsou propouštěny požadované složky signálu se nazývá **propustné pásmo filtru**, zde filtr vykazuje malý útlum. Pásmo mimo propustné pásmo ve kterém dochází k velkému útlumu a tedy filtr nepropouští signál, je označeno jako **nepropustné pásmo filtru**. Propustné a nepropustné pásmo je odděleno kmitočtem  $f_m$ , který se nazývá **mezní kmitočet**. V místě mezního kmitočtu dochází k poklesu napěťového přenosu o 3dB. Podle pásma kmitočtů které propouštějí, můžeme filtry rozdělit na:

- **dolní propust (DP)**                      - **pásmová propust (PP)**
- **horní propust (HP)**                    - **pásmová zádrž (PZ)**

Filtry typu pásmové propust a pásmová zádrž propouští nebo zadržují určitou šířku pásma, která je ohraničena dvěma mezními kmitočty. Tyto kmitočty se nazývají **dolní mezní kmitočet  $f_D$**  a **horní mezní kmitočet  $f_H$** . Rozdílem těchto kmitočtů je **šířka pásma  $B$** .

$$B = f_H - f_D [Hz] \quad (3.1)$$



Obr. 3.1: Kmitočtové charakteristiky základních typů filtrů

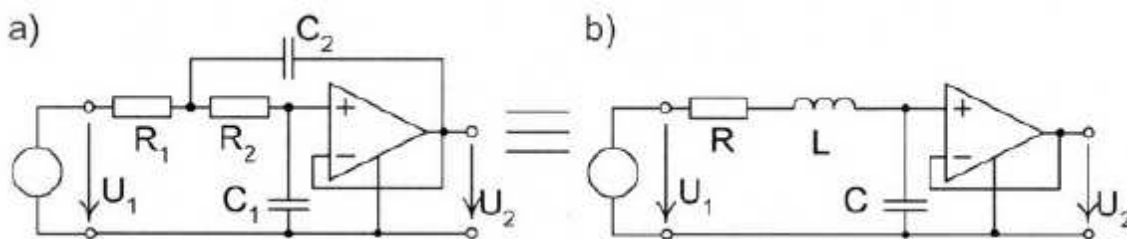
Dále lze filtry rozdělit podle použitých prvků:

- pasivní filtry (RC,RLC,LC)
- aktivní filtry RC
  - se standardními operačními zesilovači
  - se zvláštními typy OZ
  - s ideálními zesilovači napětí
- filtry RC s funkčními bloky
  - s impedančními invertory a gyrátory
  - s impedančními konvertory
  - s proudovými konvejory
  - aktivní filtry R
- a další

### 3.2 Filtry ARC 2.řádu

Filtry ARC jsou aktivní RC filtry. Princip těchto filtrů spočívá v nahrazení cívky pomocí aktivního prvku (operační zesilovač, tranzistor) se dvěma rezistory a kondenzátory. ARC filtry se používají pro nízké kmitočty, jako náhrada RLC filtrů. Důvod je ten, že při realizaci filtrů RLC pro nízké kmitočty jsou problémy s rozměry, kvalitou, cenou cívek a zejména při použití feromagnetického materiálu se vždy jedná o nelineární prvek, který může negativně ovlivňovat přesnost aproximace přenosové funkce celého filtru. Rozvoj ARC filtrů přišel po zavedení výroby integrovaných zesilovačů.

Příkladem ARC filtru typu DP 2. řádu je obvod Sallena a Keye:



Obr. 3.2: DP 2.řádu a ekvivalentní obvod RLC s OZ

Z hlediska přenosové funkce je obvod tvořený aktivním prvkem (OZ) a pasivními prvky (R,C) ekvivalentní s obvodem RLC. V podstatě OZ s rezistory  $R_1$  a  $R_2$  a kondenzátorem  $C_2$  simuluje ztrátovou cívku. Výhodou je také to, že OZ v obr.a) slouží také jako oddělovací zesilovač a díky tomu filtr vykazuje malý výstupní odpor. Přenosová funkce proto není závislá na impedanci



zátěže, na rozdíl od obvodu RLC. Toto impedanční oddělení výstupu umožňuje jednoduché kaskádní spojování těchto filtrů. Přenosová funkce:

$$K(s) = \frac{1/(R_1 R_2 C_1 C_2)}{s^2 + s(R_1 + R_2)/(C_2 R_1 R_2) + 1/(R_1 R_2 C_1 C_2)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (3.2)$$

Stavebními prvky ARC filtrů jsou aktivní prvky, rezistory a kondenzátory. ARC filtry 2. řádu jsou vždy tvořeny dvěma funkčními kondenzátory a dvěma funkčními rezistory. Svou hodnotou určují rezonanční (mezní) kmitočet a vzájemnými poměry svých hodnot určují hodnotu činitele jakosti  $Q$ . Zbytek obvodu (aktivní prvky, rezistory, kondenzátory) ovlivňuje především činitel jakosti  $Q$ , může také být násobnou konstantou pro rezonanční kmitočet.

### 3.2.1 Aktivní prvky

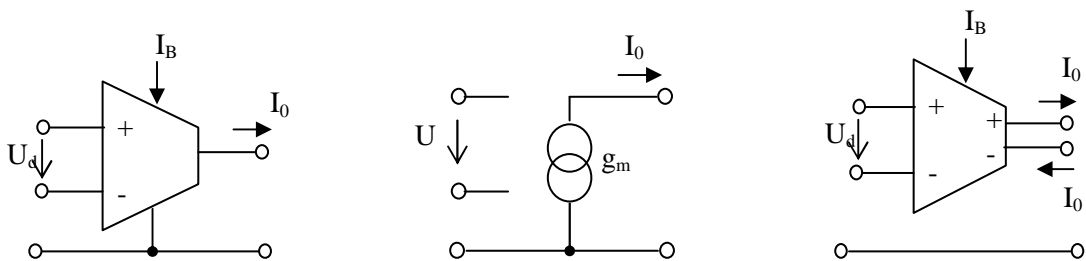
Používají se různá zapojení zesilovačů. Ty umožňují spolu s napájecím zdrojem energetickou kompenzaci ztrát obvodů RC. Zesilovače se realizují buď jako diskretní a nebo v dnešní době hlavně v podobě integrovaných obvodů. Například:

- jedno či vícestupňové tranzistorové zesilovače
- operační zesilovače s napětíovou zpětnou vazbou
- operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (transimpedanční)
- transkonduktanční zesilovače (OTA, např. LM13700)
- speciální bloky (např. proudové konvejory)

### 3.2.2 Aktivní prvky s řízenými proudovými zdroji

Základním a jednoduchým aktivním prvkem je jednostupňový tranzistorový zesilovač, který lze uvažovat jako napětím či proudem řízený zdroj proudu. Ten se ale spíše zapojuje jako zesilovač napětí a má horší vlastnosti než OZ a proto se používá jen do filtrů s velmi malým činitelem jakosti.

Dalším používaným a dostupným prvkem je transkonduktanční zesilovač OTA. Jedná se o ideální zdroj proudu řízený napětím.

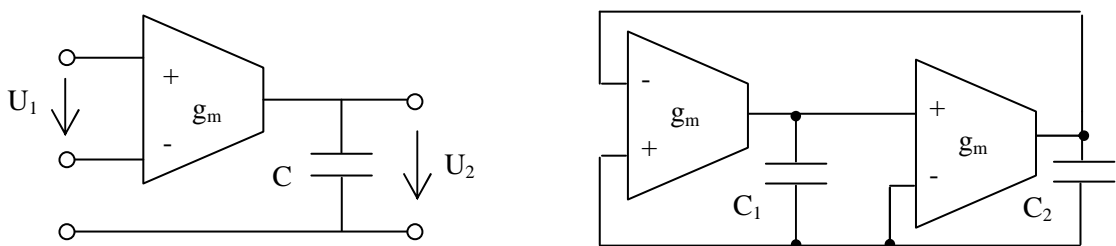


Obr. 3.3: Transkonduktanční zesilovač: a) s uzemněným výstupem, b) model OTA, c) s plovoucím výstupem

Na obrázku 3.3 a), b) je znázorněna varianta s uzemněným výstupem a její model. Na obrázku 3.3 c) je varianta s plovoucím (diferenčním) výstupem, tato varianta se nazývá BOTA. Parametrem OTA je strmost nebo-li transkonduktance  $g_m$  s rozměrem vodivosti, kterou lze řídit vnějším proudem (či napětím). Výhoda řízení filtrů pomocí těchto prvků má ale za následek určité omezení dynamického rozsahu přenosu při řízení v širším rozmezí (růst zkreslení a šumu). Hodně používaný je obvod LM 13700, který se používá například pro realizaci napětím řízených (laděných) filtrů ARC.

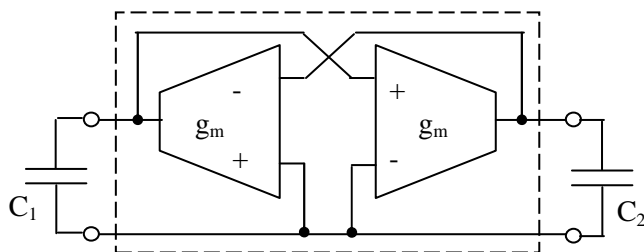
### 3.2.3 Zapojení bloků 2.řádu

Nejčastějším způsobem zapojení tohoto aktivního prvku s proudovým výstupem je realizace integrátoru připojením zatěžovacího kondenzátoru k proudovému výstupu. Integrátor s OTA zesilovačem viz obr. 3.4 a). Lze také zapojit jako invertující i neinvertující s nekonečným vstupním odporem viz obr. 3.4 b).



Obr. 3.4: a) integrátor s OTA, b) invertující a neinvertující integrátor s OTA, zapojené ve smyčce jako bezztrátový rezonanční obvod

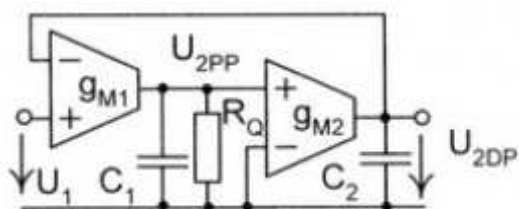
Toto propojení OTA zesilovačů vytváří dvojbran *gyrátor* viz obr. 3.5, který při zatížení kondenzátory na obou vstupech realizuje ideální bezztrátový rezonanční obvod.



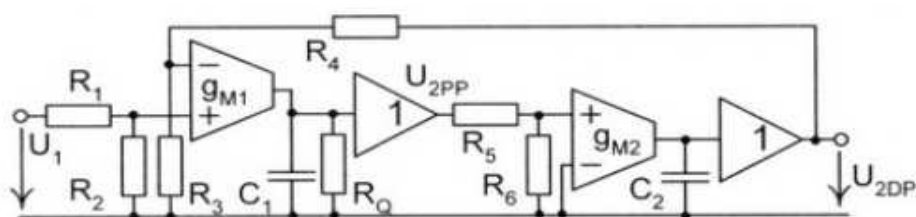
Obr. 3.5: Kapacitně zatížený gyrátor

Velkou výhodou obvodů s OTA je možnost plné integrace bez použití kvalitních a přesných funkčních rezistorů, které jsou obtížně realizovatelné v integrované technologii. Tato realizace se obvykle označuje jako OTA-C filtry. Další už zmiňovanou výhodou je snadné elektronické řízení hodnoty přenosové strmosti  $g_m$ . Avšak je také nevýhoda v omezení velikosti napětí na vstupu OTA (desítky mV) kvůli omezení nelineárního zkreslení, což snižuje dynamický rozsah přenosu. Použitím odporových děličů na vstupu OTA lze dosáhnout zvýšení použitelné úrovně signálu. Zatížitelnost proudového výstupu se řeší přidáním oddělovacího zesilovače do jednoho integrovaného obvodu (dvojitě LM13600, LM 13700).

Nejjednodušší aplikace pro filtr 2.řádu typu DP či PP



Obr. 3.6: Filtr DP a PP s dvěma OTA zesilovači



Obr. 3.7: Filtr DP a PP se dvěma OTA, s oddělovacími zesilovači a vstupními děliči napětí

### 3.2.4 Realizace filtrů ARC

Při realizaci aktivních filtrů se nejčastěji používají dva hlavní principy realizace ARC filtrů. Tyto dva principy jsou:

- **kaskádní syntéza** – princip této realizace spočívá v rozkladu přenosové funkce na dílčí přenosové funkce 1. a 2. řádu. Je prováděna obvody, ve kterých je vhodným způsobem zapojení nahrazena cívka.
- **přímá náhrada příčkových RLC struktur**
  - o náhradou induktorů syntetickými induktory vytvořenými vhodným zapojením aktivního prvku a R a C
  - o RLC strukturou s tzv. dvojným kapacitorem vytvořeným zapojením s aktivními prvky, které se chová jako kmitočtově závislý záporný odpor

## 4 Přehled dostupných OTA a BOTA

### CA3080

Tabulka 4.1: Obvod CA3080

Výrobce	Intersil
El. Parametry	$SR = 50V/\mu s$ Transkonduktance: $9,6mS$ ( $I_{ABC}=0,5mA$ ) Příkon: $10\mu W$ až $30\mu W$ Napájecí napětí: $\pm 2V$ až $\pm 15V$ Diferenční vstup. napětí: max $5V$ Vstup. proud: max $1mA$ Řídící proud $I_{ABC}$ : max $2mA$
Aplikace	Multiplexer, filtr, násobička, komparátor, napěťový sledovač
Odkaz	<a href="http://www.intersil.com/">http://www.intersil.com/</a>

### MAX435, MAX436 (Wideband)

Tabulka 4.2: Obvod MAX435, MAX436

Výrobce	MAXIM – Dallas Semiconductor
El. Parametry	Šířka pásma: $275MHz$ $SR = 850V/\mu s$ Napájecí napětí: $\pm 6V$ Max. proud ( $Z+$ or $Z-$ ): $10mA$
Aplikace	Diferenční linkové přijímače, širokopásmové zesilovače, filtry
Odkaz	<a href="http://www.maxim-ic.com/">http://www.maxim-ic.com/</a>

### OPA860 (Wideband)

Tabulka 4.3: Obvod OPA860

Výrobce	Texas Instruments
El. Parametry	Šířka pásma: $80MHz$ $SR = 900V/\mu s$ Transkonduktance: $95mS$ Klidový proud: $11,2mA$ Napájecí napětí: $\pm 6,5V$ Diferenční vstup. napětí: $\pm 1,2V$
Aplikace	Vybavení pro video-vysílání, sdělovací zařízení, zesilovače
Odkaz	<a href="http://www.ti.com/">http://www.ti.com/</a>

### OPA861 (Wideband)

Tabulka 4.4: Obvod OPA861

<b>Výrobce</b>	Texas Instruments
<b>El. Parametry</b>	Šířka pásma: 80MHz SR = 900V/μs Transkonduktance: 95mS Klidový proud: 5,4mA Napájecí napětí: ±6,5V Diferenční vstup. napětí: ±1,2V
<b>Aplikace</b>	Vybavení pro video-vysílání, sdělovací zařízení, širokopásmové aktivní filtry
<b>Odkaz</b>	< <a href="http://www.ti.com/">http://www.ti.com/</a> >

### LT1228

Tabulka 4.5: Obvod LT1228

<b>Výrobce</b>	Linear Technology
<b>El. Parametry</b>	Šířka pásma: 75MHz Řídící proud $I_{SET}$ : 1 μA až 1mA Transkonduktance: 10 x $I_{SET}$ SR = 1000V/μs Napájecí napětí: ±2V až ±15V
<b>Aplikace</b>	Oscilátory, laditelné filtry, AGC zesilovače, video diferenční vstupní zesilovače
<b>Odkaz</b>	< <a href="http://www.linear.com/">http://www.linear.com/</a> >

### LM13700

Tabulka 4.6: Obvod LM13700

<b>Výrobce</b>	National Semiconductor
<b>El. Parametry</b>	Diferenční vstup. napětí: ±5V Napájecí napětí: ±18V Řídící proud $I_{ABC}$ : 2mA Transkonduktance: 9,6mS ( $I_{ABC}=0,5mA$ ) SR = 50V/μs
<b>Aplikace</b>	Proudově řízené zesilovače, filtry, impedance, multiplexery
<b>Odkaz</b>	< <a href="http://www.national.com/">http://www.national.com/</a> >

**NE5517, AU5517**

Tabulka 4.7: Obvod NE5517, AU5517

<b>Výrobce</b>	ON Semiconductor
<b>El. Parametry</b>	Diferenční vstup. napětí: $\pm 5\text{V}$ Napájecí napětí: $\pm 22\text{V}$ Řídící proud $I_{ABC}$ : $2\text{mA}$ Transkonduktance: $9,6\text{mS}$ ( $I_{ABC}=0,5\text{mA}$ ) $SR = 50\text{V}/\mu\text{s}$
<b>Aplikace</b>	Multiplexery, časovače, elektronické hudební syntetizátory, proudem řízené filtry a oscilátory
<b>Odkaz</b>	<a href="http://www.onsemi.com/">&lt;http://www.onsemi.com/&gt;</a>

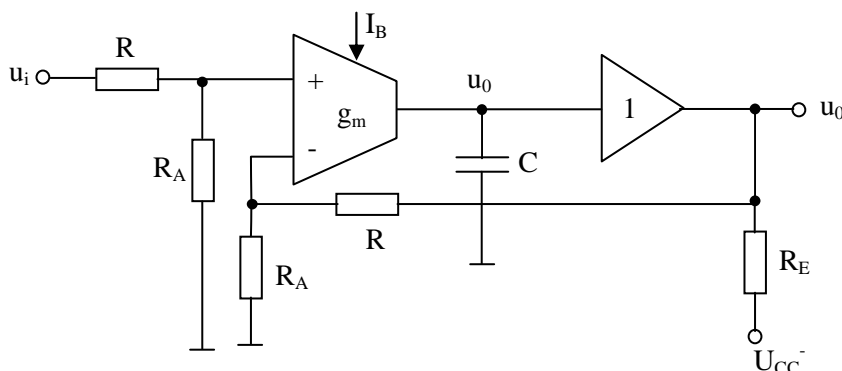
Zde je uveden přehled nejznámějších komerčně dostupných transkonduktančních zesilovačů a uvedeny jejich základní elektrické parametry, výrobce a typické aplikace pro tyto prvky. Vyrábí se v podobě integrovaných obvodů. Na trhu je mnoho dalších typů těchto zesilovačů od výrobců uvedených v literatuře.

## 5 Analýza filtrů 1. a 2. řádu

V této části diplomové práce jsem provedl analýzu filtrů 1. a 2. řádu s OTA. Jsou uvedeny schémata zapojení, odvozené přenosové funkce a kmitočtové charakteristiky. Pro všechny typy filtrů jsem provedl simulaci v programu SNAP a ověřil správnost jejich funkce. Hodnoty součástek všech filtrů jsou navrženy pro nastavení mezního kmitočtu filtru na 5 kHz.

### 5.1 Dolní propust 1. řádu

Na obr. 5.1 je schéma zapojení dolní propusti 1. řádu s OTA. Obsahuje rezistory na vstupu OTA a na výstupu je kondenzátor a napěťový sledovač, který je zde z důvodu oddělení výstupu. Vstupní signál se přivádí přes rezistor R na kladný vstup OTA zesilovače.



Obr. 5.1: Schéma zapojení dolní propusti 1. řádu

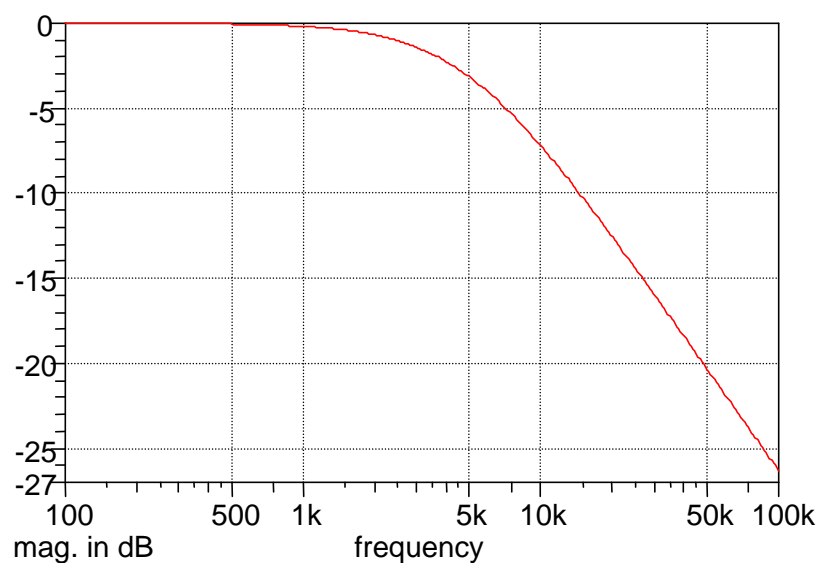
Přenosová funkce :

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_m R_A}{C(R + R_A)}}{\frac{g_m R_A}{C(R + R_A)} + s} \quad (5.1)$$

Na obr. 5.2 je kmitočtová charakteristika filtru naladěného na mezní kmitočet 5 kHz. Parametry součástek jsou:

$$\begin{array}{lll} g_m = 9,6 \text{ mS} & R_E = 10 \text{ k}\Omega & R_A = 220 \text{ }\Omega \\ R = 10 \text{ k}\Omega & C = 6,8 \text{ nF} & \end{array}$$

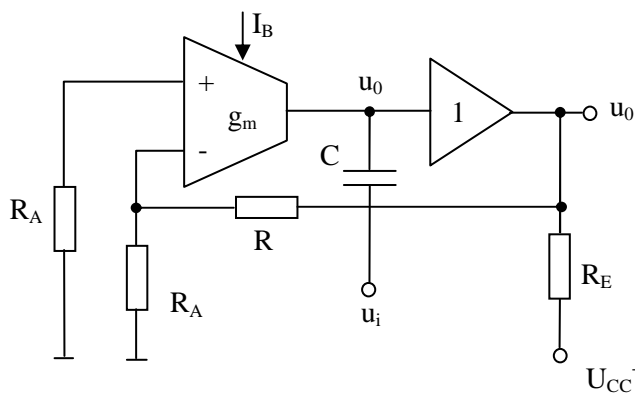




Obr. 5.2: Kmitočtová charakteristika DP 1. řádu

## 5.2 Horní propust 1. řádu

Horní propust 1. řádu obsahuje stejné prvky jako dolní propust. Rozdíl je v tom, že vstupní signál se zde přivádí na kondenzátor C, který je na výstupu OTA.



Obr. 5.3: Schéma zapojení horní propusti 1. řádu

Přenosová funkce:

$$K_{HP}(s) = \frac{s}{\frac{g_m R_A}{RC + R_A C} + s} \quad (5.2)$$

Hodnoty součástek:

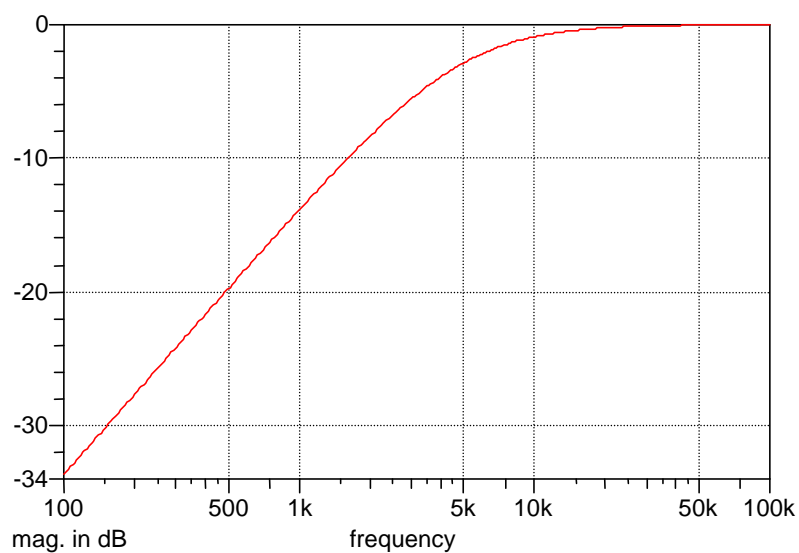
$$g_m = 9,6 \text{ mS}$$

$$R_E = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 6,8 \text{ nF}$$

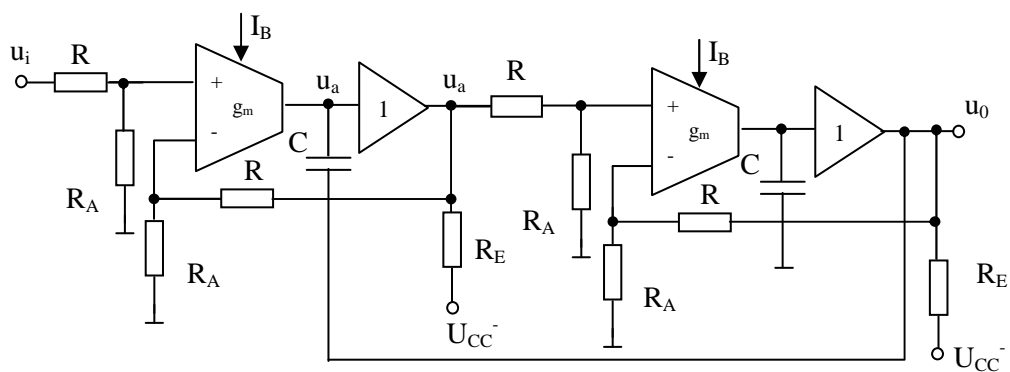
$$R_A = 220 \text{ }\Omega$$



Obr. 5.4: Kmitočtová charakteristika HP 1. řádu

### 5.3 Dolní propust 2. řádu

Dolní propust 2. řádu získáme jednoduše spojením dvou bloků 1. řádu za sebe.



Obr. 5.5: Schéma zapojení dolní propusti 2. řádu

Přenosová funkce:

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R+R_A)^2}}{s^2 + s\frac{g_{m1}R_A}{C_1(R+R_A)} + \frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R+R_A)^2}} \quad (5.3)$$

Vztahy pro mezní kmitočet a činitel jakosti:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R+R_A)^2}} \quad Q = \frac{C_1(R+R_A)}{g_{m1}R_A} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R+R_A)^2}} \quad (5.4)$$

Hodnoty součástí:

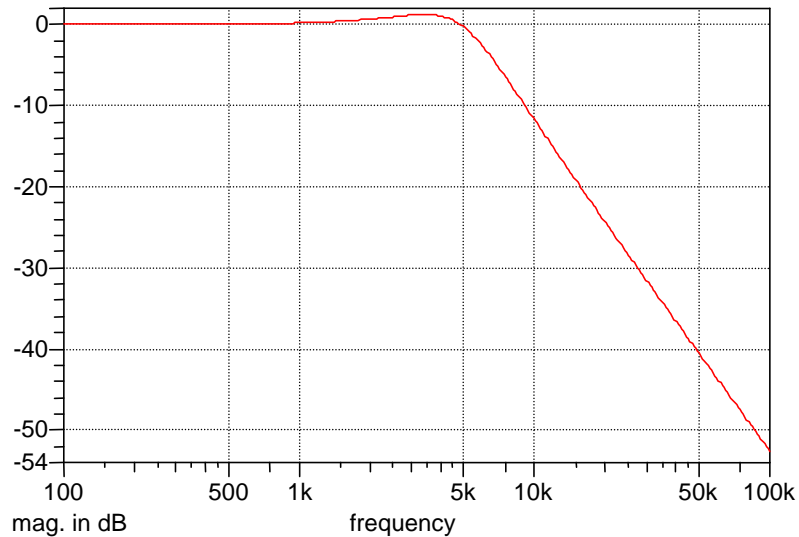
$$g_m = 9,6 \text{ mS}$$

$$R_E = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 6,8 \text{ nF}$$

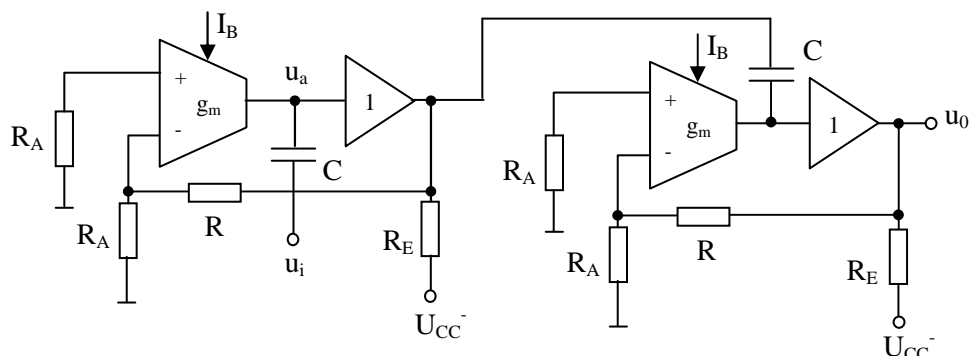
$$R_A = 220 \text{ }\Omega$$



Obr. 5.6: Kmitočtová charakteristika DP 2. řádu

## 5.4 Horní propust 2. řádu

Horní propust 2. řádu získáme opět spojením dvou bloků 1. řádu za sebe.



Obr. 5.7: Schéma zapojení horní propusti 2. řádu

Přenosová funkce je

$$K_{HP}(s) = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{R_A(g_{m1}C_2 + g_{m2}C_1)}{C_1C_2(R + R_A)} + \frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R + R_A)^2}} \quad (5.5)$$

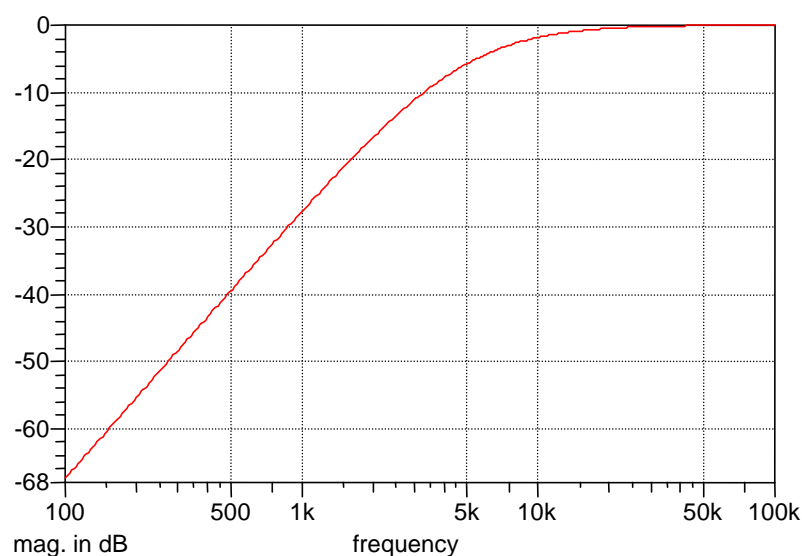
Vztahy pro mezní kmitočet a činitel jakosti:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R + R_A)^2}} \quad (5.6)$$

$$Q = \frac{C_1C_2(R + R_A)}{R_A(g_{m1}C_2 + g_{m2}C_1)} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}R_A^2}{C_1C_2(R + R_A)^2}} \quad (5.7)$$

Hodnoty součástek:

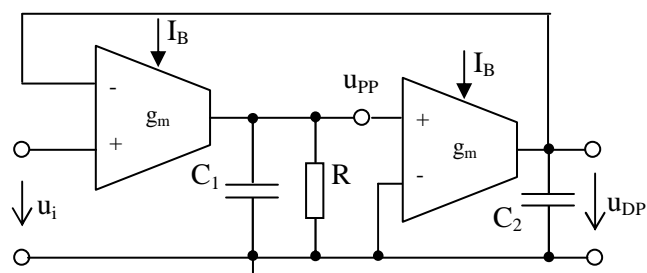
$$\begin{aligned} g_m &= 9,6 \text{ mS} & R_E &= 10 \text{ k}\Omega \\ R &= 10 \text{ k}\Omega & C &= 6,8 \text{ nF} \\ R_A &= 220 \text{ }\Omega \end{aligned}$$



Obr...Kmitočtová charakteristika HP 2. řádu

## 5.5 Pásmová propust

Pásmovou propust získáme z tohoto obvodu na obr. 5.8 v případě, že výstup je za prvkem R. Při odebrání výstupního signálu z prvku  $C_2$  se jedná o dolní propust, jedná se tedy o univerzální filtr.



Obr. 5.8: Schéma zapojení filtru PP a DP

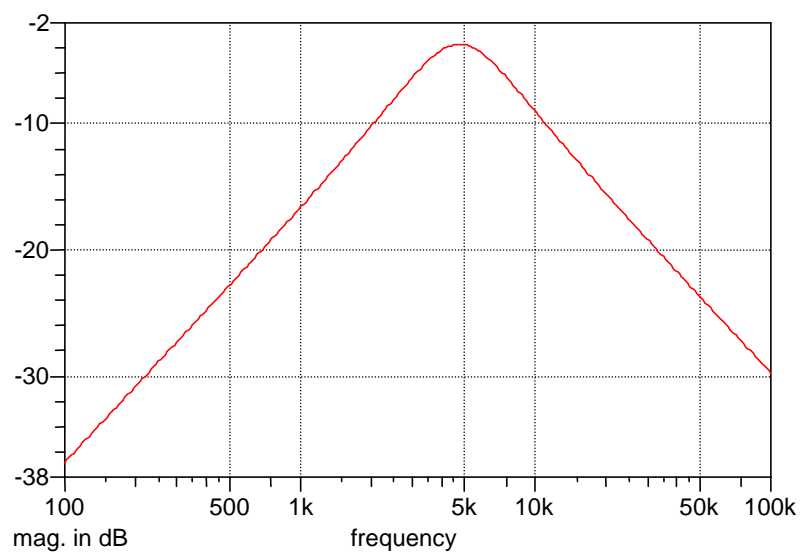
Přenosové funkce a návrhové vztahy:

$$K_{PP}(s) = \frac{s \frac{g_{m1}}{C_1}}{s^2 + s \frac{1}{RC_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \frac{1}{RC_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.8)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad Q = RC_1 \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5.9)$$

Hodnoty součástek:

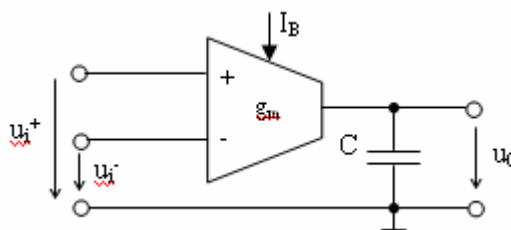
$$\begin{aligned} g_m &= 9,6 \text{ mS} & C_1 &= 470 \text{ nF} \\ R &= 68 \, \Omega & C_2 &= 220 \text{ nF} \end{aligned}$$



Obr. 5.9: Kmitočtová charakteristika PP 2. řádu

## 5.6 Integrátory

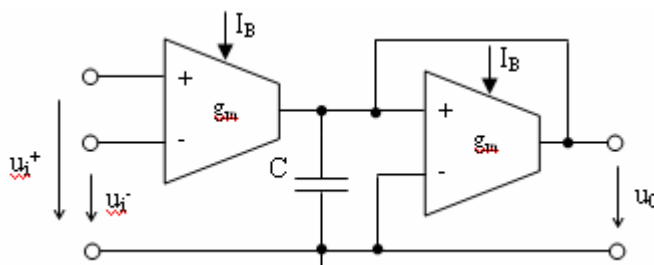
Základním stavebním prvkem těchto filtrů jsou integrátory. Jedná se o OTA zesilovač s kondenzátorem na výstupu a chová se jako dolní propust.



Obr. 5.10: Integrátor OTA-C

Přenosová funkce:

$$K(s) = \frac{g_m}{sC} \quad (5.10)$$



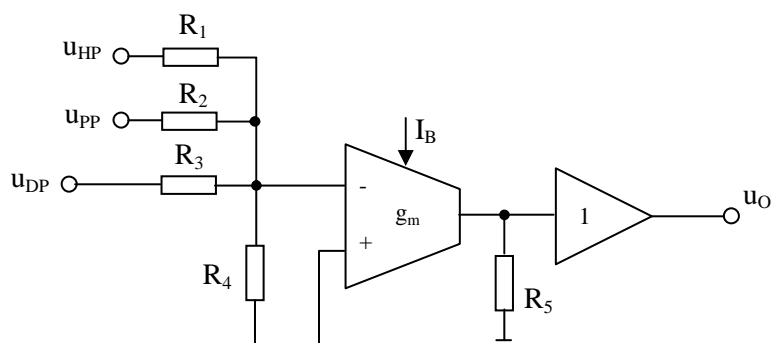
Obr. 5.11: Zrátový integrátor OTA-C

Přenosová funkce:

$$K(s) = \frac{g_{m1}}{-g_{m2} + sC} \quad (5.11)$$

## 5.7 Součtový zesilovač

U některých univerzálních filtrů se také využívá sumace. Součtový zesilovač (sumátor) je vlastně rozšířením napěťového invertoru o další signálové zdroje, které jsou připojené přes sériové rezistory k invertujícímu vstupu operačního zesilovače. Takový součtový invertující zesilovač se třemi vstupy je na obr. 5.12. Počet vstupů je možné libovolně zvětšit. Vstupní odpor pro všechna vstupní napětí je dán rezistory na které jsou přivedena. Společný uzel těchto rezistorů se nazývá sčítací uzel. Všechny vstupy jsou vzájemně izolovány virtuální zemí sčítacího uzlu. Využívá se v univerzálních filtrech.

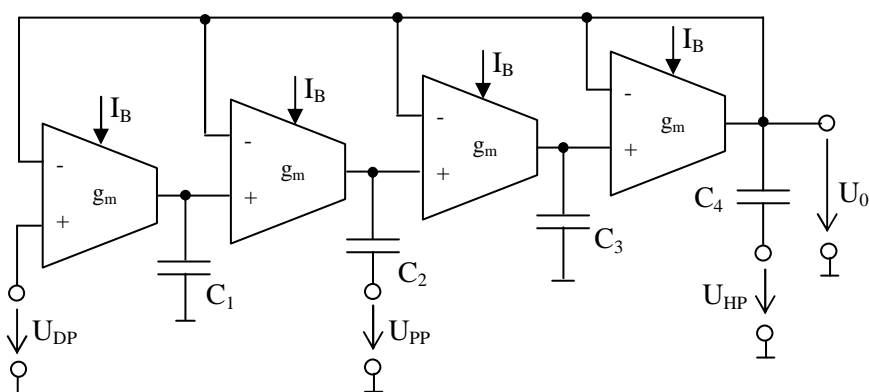


Obr. 5.12: Součtový zesilovač s OTA

## 6 Univerzální filtry

### 6.1 Multifunkční filtr 4.řádu

Zde na obrázku. 6.1 je multifunkční filtr 4. řádu složený ze čtyř integrátorů. Vhodným výběrem vstupu je možno docílit tří hlavních přenosových funkcí, dolní propusti, horní propusti a pásmové propusti. V místě kde není vstupní brána je příslušný prvek uzemněn. Pokud by se přidal invertor ke vstupu dolní nebo horní propusti, lze docílit i pásmové zadržky.



Obr. 6.1: Multifunkční filtr 4.řádu

Přenosové funkce filtru jsou:

$$K_{DP}(s) = \frac{a_0}{b_0 + s(b_1) + s^2(b_2) + s^3(b_3) + s^4(b_4)} \quad (6.1)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{s^2(a_2)}{b_0 + s(b_1) + s^2(b_2) + s^3(b_3) + s^4(b_4)} \quad (6.2)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{s^4(a_4)}{b_0 + s(b_1) + s^2(b_2) + s^3(b_3) + s^4(b_4)} \quad (6.3)$$

$$b_0 = g_{m1}g_{m2}g_{m3}g_{m4} \quad a_0 = g_{m1}g_{m2}g_{m3}g_{m4} \quad (6.4)$$

$$b_1 = g_{m2}g_{m3}g_{m4}C_1 \quad a_2 = g_{m3}g_{m4}C_1C_2 \quad (6.5)$$

$$b_2 = g_{m3}g_{m4}C_1C_2 \quad a_4 = C_1C_2C_3C_4 \quad (6.6)$$



$$b_3 = g_{m4} C_1 C_2 C_3 \quad (6.7)$$

$$b_4 = C_1 C_2 C_3 C_4 \quad (6.8)$$

Mezní kmitočet a činitel jakosti jsou dány vztahy

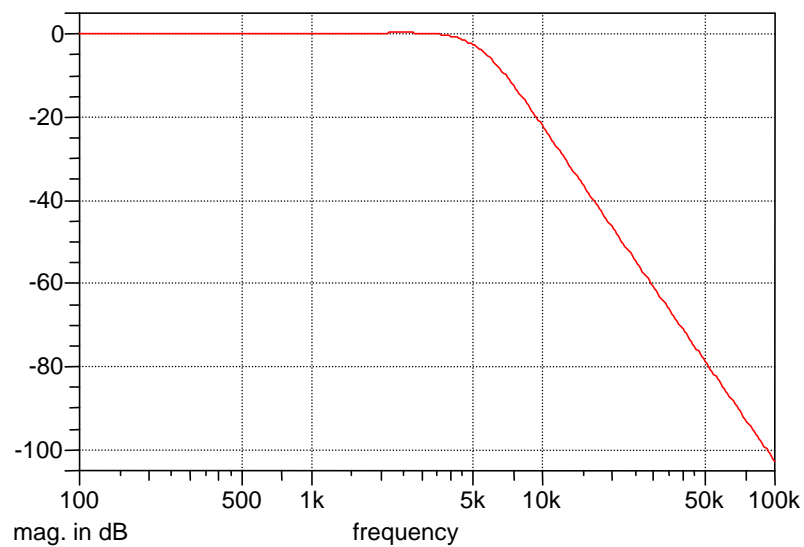
$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 C_3 C_4}} \quad Q = \frac{C_2 C_3 C_4}{g_{m2} g_{m3} g_{m4}} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 C_3 C_4}} \quad (6.9)$$

Hodnoty součástek:  $f_c = 5 \text{ kHz}$

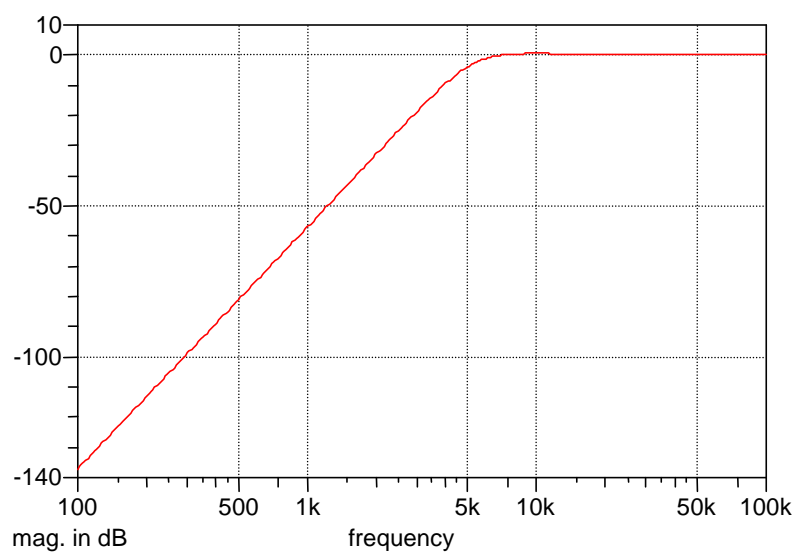
$$g_m = 9,6 \text{ mS}$$

$$C_1 = 220 \text{ nF} \quad C_3 = 330 \text{ nF}$$

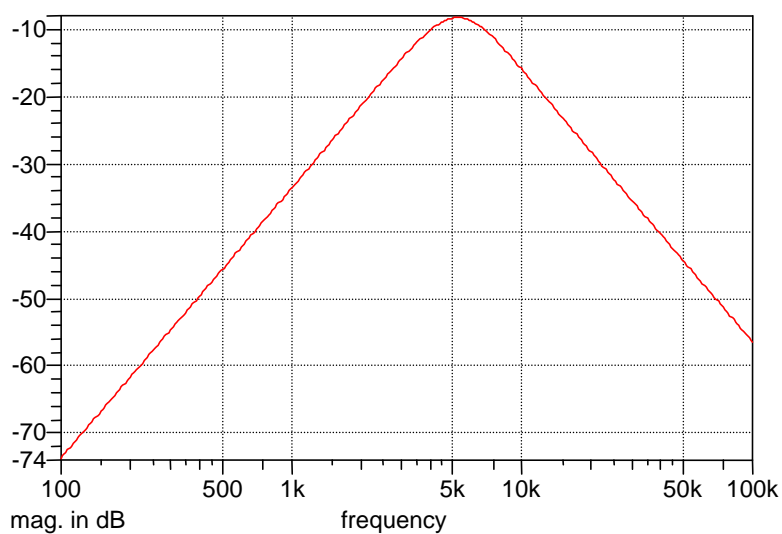
$$C_2 = 220 \text{ nF} \quad C_4 = 470 \text{ nF}$$



Obr. 6.2: Kmitočtová charakteristika DP 4. řádu



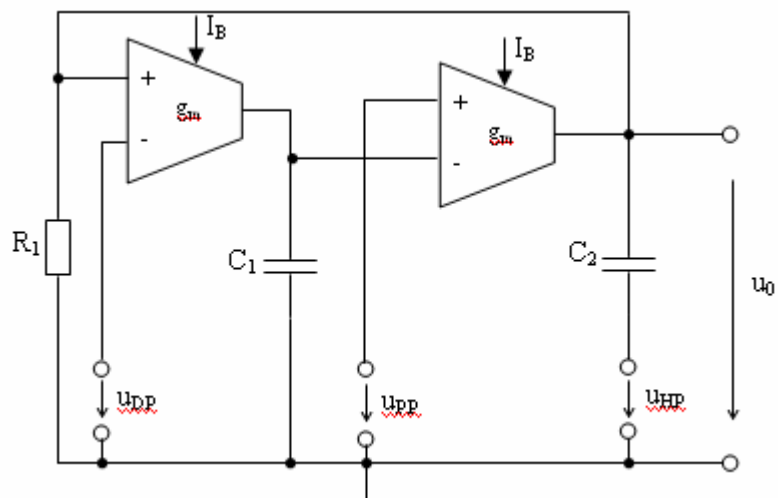
Obr. 6.3: Kmitočtová charakteristika HP 4. řádu



Obr. 6.4: Kmitočtová charakteristika PP 4. řádu

## 6.2 Multifunkční filtr v napěťovém módu

Tento multifunkční filtr v napěťovém módu je složen ze dvou integrátorů. V napěťovém módu lze tento obvod použít jako dolní propust, pásmovou propust, horní propust, dle místa přivedení vstupního signálu.



Obr. 6.5: Multifunkční filtr v napět'ovém módu (DP,HP,PP)

Přenosové funkce filtru jsou:

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s\frac{1}{C_2R_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (6.10)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{s\frac{g_{m2}}{C_2}}{s^2 + s\frac{1}{C_2R_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (6.11)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{s^2}{s^2 + s\frac{1}{C_2R_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (6.12)$$

Pro mezní kmitočet a činitel jakosti platí:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad Q = C_2R_1 \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (6.13)$$

Dle návrhových vztahů pro tento filtr jsou hodnoty jednotlivých obvodových prvků navrženy opět pro naladění mezního kmitočtu na 5 kHz a činitel jakosti 0,707. Z odvozených návrhových vztahů a kmitočtových charakteristik uvedených níže je vidět, že se jedná o funkce 2. řádu.

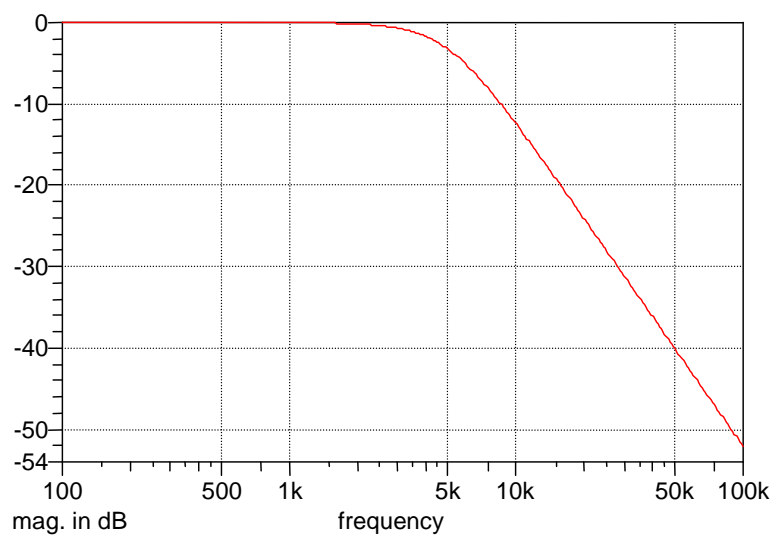
Hodnoty součástek:  $f_C = 5 \text{ kHz}$

$$g_m = 9,6 \text{ mS}$$

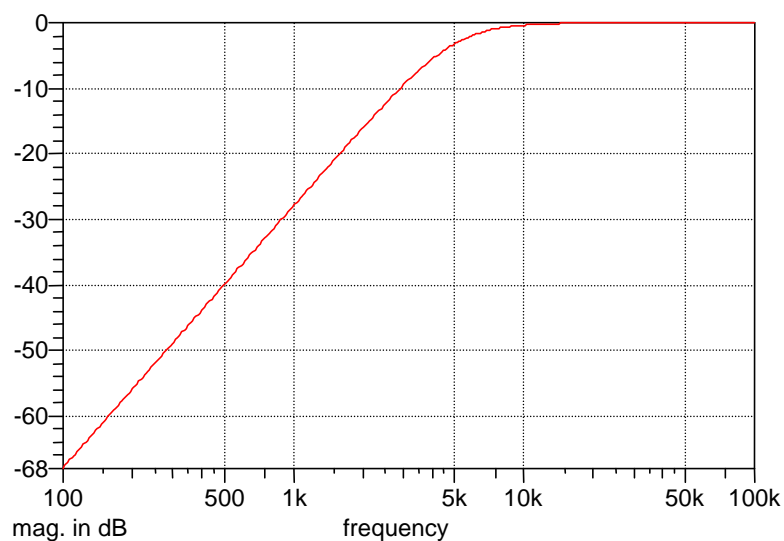
$$C_1 = 470 \text{ nF}$$

$$R_1 = 110 \text{ } \Omega$$

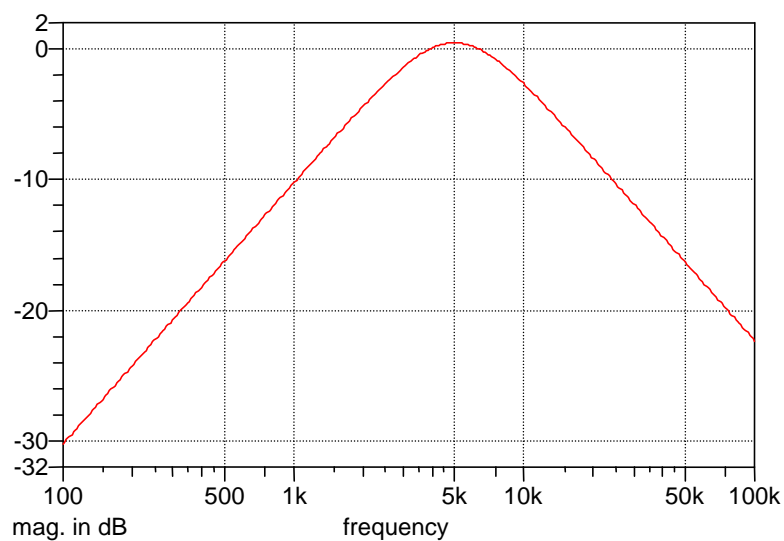
$$C_2 = 200 \text{ nF}$$



Obr. 6.6: Kmitočtová charakteristika DP 2. řádu



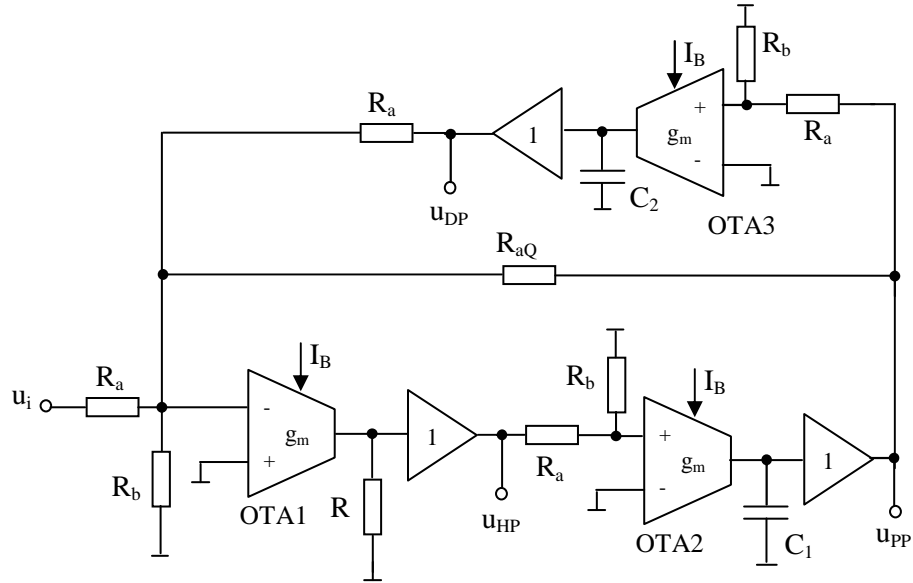
Obr. 6.7: Kmitočtová charakteristika HP 2. řádu



Obr. 6.8: Kmitočtová charakteristika PP 2. řádu

### 6.3 KHN filtr s OTA v napět'ovém módu

Na obr. 6.9 je zapojení filtru KHN s OTA zesilovači v napět'ovém módu. Jedná se o zapojení s klasickými transkonduktory typu DISO a napět'ovými sledovači pro oddělení vysoko-impedančních výstupů. Na vstupu jsou transkonduktory opatřeny děliči, které u OTA1 plní funkci vstupní sumace.



Obr. 6.9: KHN filtr s OTA v napěťovém módu

Přenosové funkce filtru jsou:

$$K_{HP}(s) = \frac{-s^2 g_{m1} R M}{s^2 + \frac{g_{m1} g_{m2} R M^2}{C_1} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} R M^3}{C_1 C_2}} \quad (6.14)$$

$$K_{PP}(s) = -\frac{-\frac{g_{m1} g_{m2} R M^2}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_{m1} g_{m2} R M^2}{C_1} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} R M^3}{C_1 C_2}} \quad (6.15)$$

$$K_{DP}(s) = -\frac{-\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} R M^3}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{g_{m1} g_{m2} R M^2}{C_1} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} R M^3}{C_1 C_2}} \quad (6.16)$$

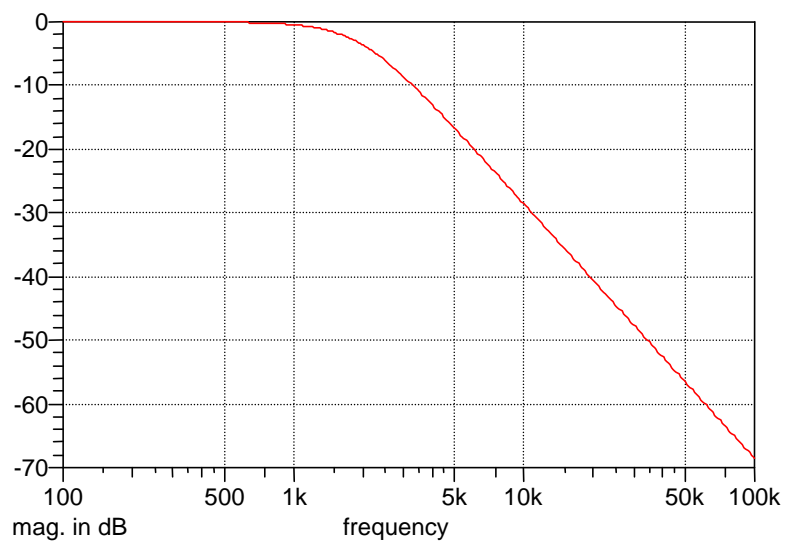
$$M = R_b / (R_a + R_b) \quad (6.17)$$

Mezní kmitočet a činitel jakosti jsou dány vztahy:

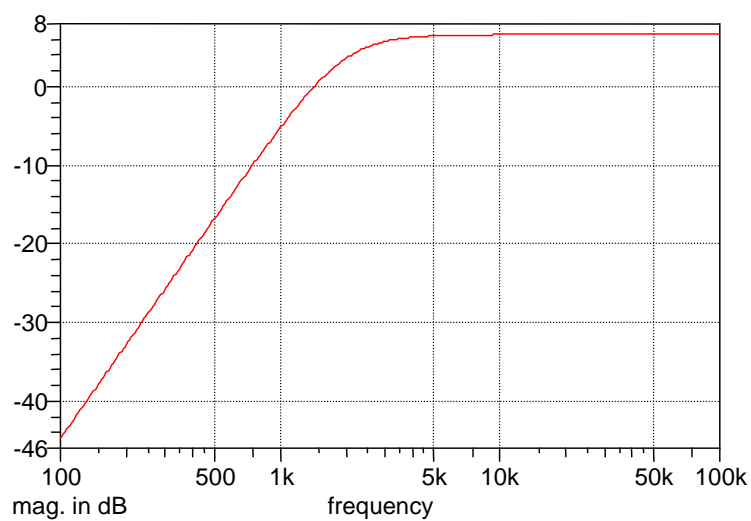
$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}RM^3}{C_1C_2}} \quad Q = \frac{C_1}{g_{m1}g_{m2}RM^2} \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}RM^3}{C_1C_2}} \quad (6.18)$$

Hodnoty součástek:  $f_c = 2 \text{ kHz}$

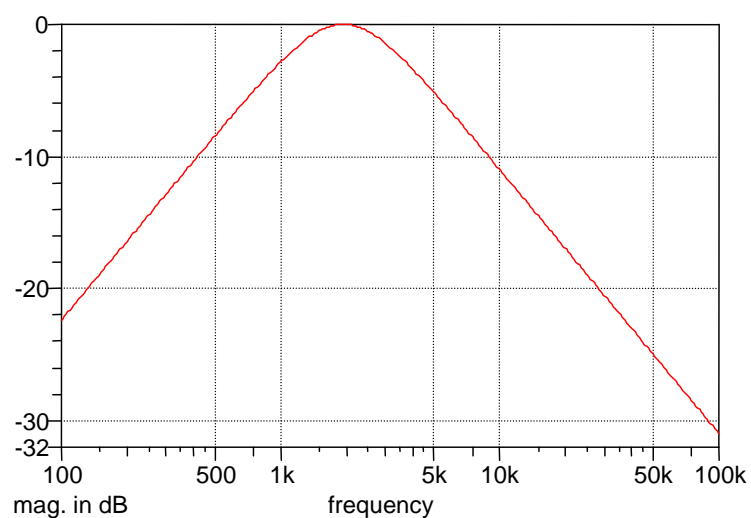
$g_m = 9,6 \text{ mS}$	$R_{aQ} = 1 \text{ k}\Omega$	$R = 1 \text{ k}\Omega$
$R_a = 1 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 470 \text{ nF}$	
$R_b = 680 \Omega$	$C_2 = 470 \text{ nF}$	



Obr. 6.10: Kmitočtová charakteristika DP u KHN filtru



Obr. 6.11: Kmitočtová charakteristika HP u KHN filtru



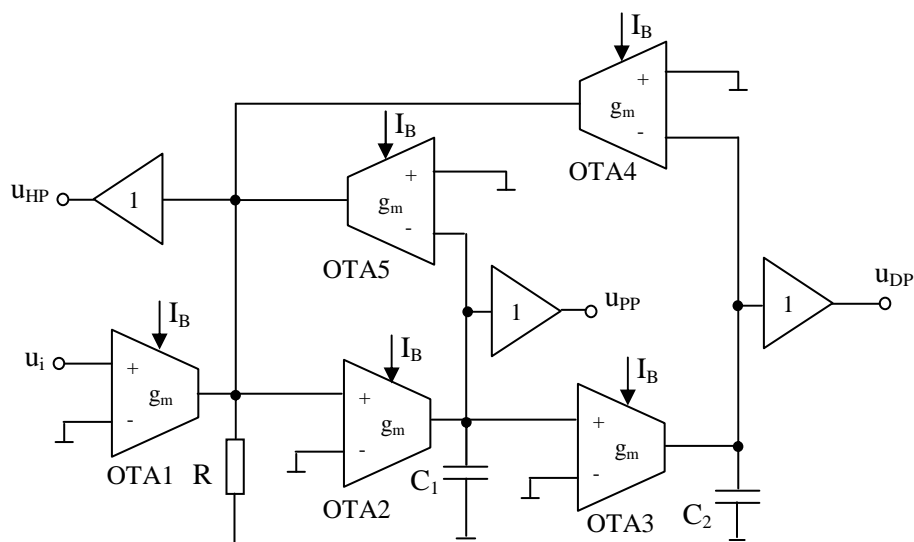
Obr. 6.12: Kmitočtová charakteristika PP u KHN filtru

## 6.4 KHN filtr s OTA ve smíšeném módu

Zde je zapojení filtru s nestandardním řešením vstupní sumace pomocí součtu proudů na rezistoru  $R$ . V praxi při dostačujícím dynamickém vstupním rozsahu jsou potřeba odporové děliče na vstupech (zeslabovače). Oproti KHN filtru v napěťovém módu jsou zde dva bloky navíc, díky kterým získáváme možnosti elektronického řízení  $f_c$  i základního přenosu ( $K_0$ ) a  $Q$ , v souběhu  $K_0$  a



Q i možnost řízení šířky pásma PP. Pro oddělení vysoko-impedančních výstupů filtru od následných obvodů jsou na výstupech umístěny napěťové sledovače.



Obr. 6.13: KHN filtr ve smíšeném módu

Přenosové funkce filtru jsou:

$$K_{HP}(s) = \frac{s^2 g_{m1} R M}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m5} R M^2}{C_1} s + \frac{g_{m2} g_{m3} g_{m4} R M^3}{C_1 C_2}} \quad (6.19)$$

$$K_{PP}(s) = - \frac{\frac{g_{m1} g_{m2} R M^2}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m5} R M^2}{C_1} s + \frac{g_{m2} g_{m3} g_{m4} R M^3}{C_1 C_2}} \quad (6.20)$$

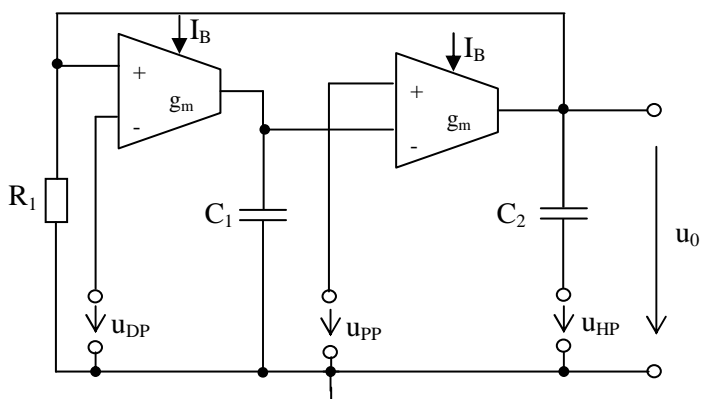
$$K_{DP}(s) = - \frac{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} R M^3}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m5} R M^2}{C_1} s + \frac{g_{m2} g_{m3} g_{m4} R M^3}{C_1 C_2}} \quad (6.21)$$

Mezní kmitočet a činitel jakosti jsou dány vztahy:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}g_{m4}RM^3}{C_1C_2}} \quad Q = \frac{C_1}{g_{m1}g_{m2}RM^2} \cdot \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}g_{m4}RM^3}{C_1C_2}} \quad (6.22)$$

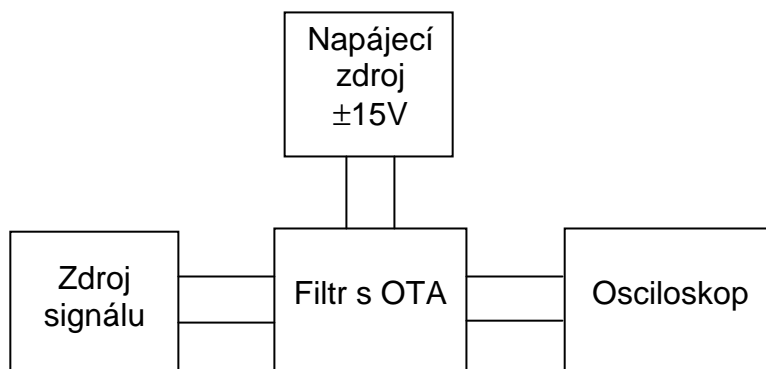
## 7 Experimentální ověření návrhů

Pro experimentální ověření návrhů jsem si vybral jeden z multifunkčních kmitočtových filtrů, které jsem analyzoval. Tento filtr je na obr. 7.1. Vybral jsem si tento filtr kvůli jeho jednoduché struktuře zapojení a kvůli jeho univerzálnímu použití, plní všechny tři základní funkce, tedy dolní propust, horní propust a pásmovou propust. Ladění tohoto filtru je možné provádět změnou transkonduktance  $g_m$  prvků OTA a také prvky  $C_1$ ,  $C_2$  a  $R_1$ .



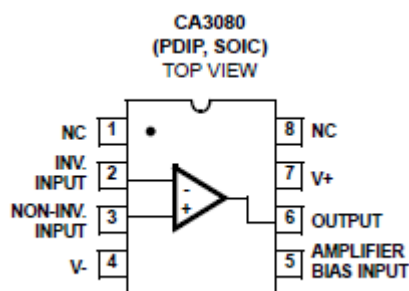
Obr. 7.1: Multifunkční filtr

### Blokové schéma pro měření

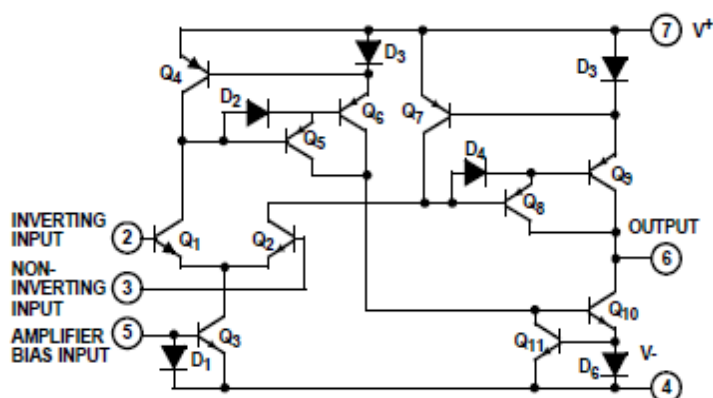


Obr. 7.2: Blokové schéma pro měření

Pro měření kmitočtových charakteristik tohoto filtru jsem použil OTA zesilovače CA3080 od výrobce Intersil. Na obrázcích níže je popis vývodů integrovaného obvodu CA3080 a schéma jeho vnitřního zapojení.



Obr. 7.3: Integrovaný obvod CA3080



Obr. 7.4: Vnitřní schéma zapojení obvodu CA3080

Filtr jsem sestavil na nepáživém poli. Vstupní signál jsem přivedl z generátoru signálu. Dále bylo potřeba napájecího zdroje pro napájení OTA zesilovačů. K napájení OTA je potřeba  $\pm 15$  V. Dále je zapotřebí nastavení transkonduktance řídicím proudem  $I_B$ . To je realizováno připojením vstupu pro toto řízení na +15 V zdroje přes rezistor, jehož hodnota se spočítá dle schématu na obrázku. 7.4 tak, aby řídicí proud odpovídal požadované hodnotě transkonduktance.

Dle odvozených návrhových vztahů jsem vypočítal hodnoty součástek tak, abych filtr naladil na požadovaný mezní kmitočet a činitel jakosti.

Naladění filtru na mezní kmitočet 5 kHz:

$$\begin{aligned}
 f_C = 5 \text{ kHz} &\quad \rightarrow \quad g_{m1} = g_{m2} = 9,6 \text{ mS} &\quad \rightarrow \quad I_B = 0,5 \text{ mA} \\
 C_1 &= 470 \text{ nF} \\
 C_2 &= 200 \text{ nF} \\
 R &= 110\Omega, 150\Omega, 300\Omega \quad (Q = 0,707, 1, 2)
 \end{aligned}$$

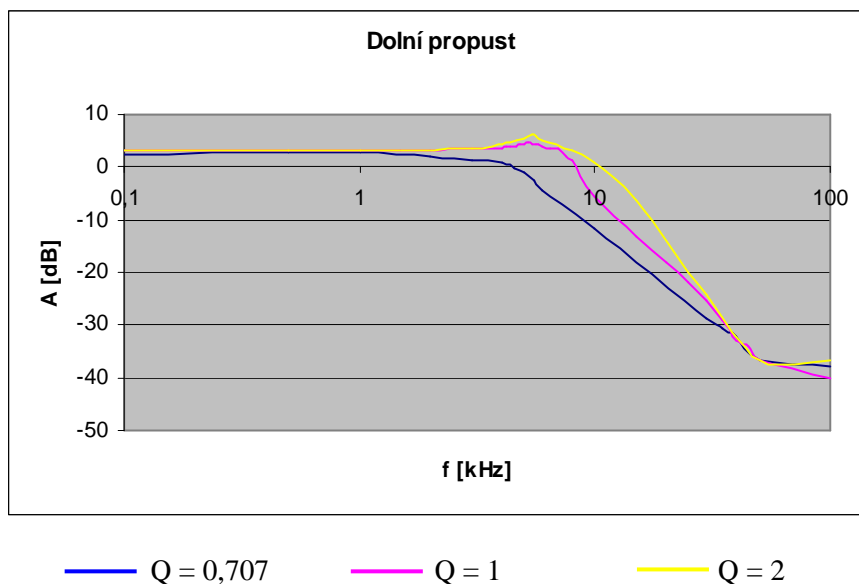
Změnami kmitočtu na generátoru signálu jsem provedl měření kmitočtové charakteristiky v rozsahu 100 Hz až 100 kHz. Měření jsem provedl pro všechny tři funkce filtru (DP,HP,PP) a pro různé hodnoty činitele jakosti  $Q$ .

Změnu hodnoty činitele jakosti jsem docílil změnou hodnoty prvku  $R_1$  dle odvozených návrhových vztahů.

### Naměřené výsledky – měření kmitočtových charakteristik pro různé $Q$

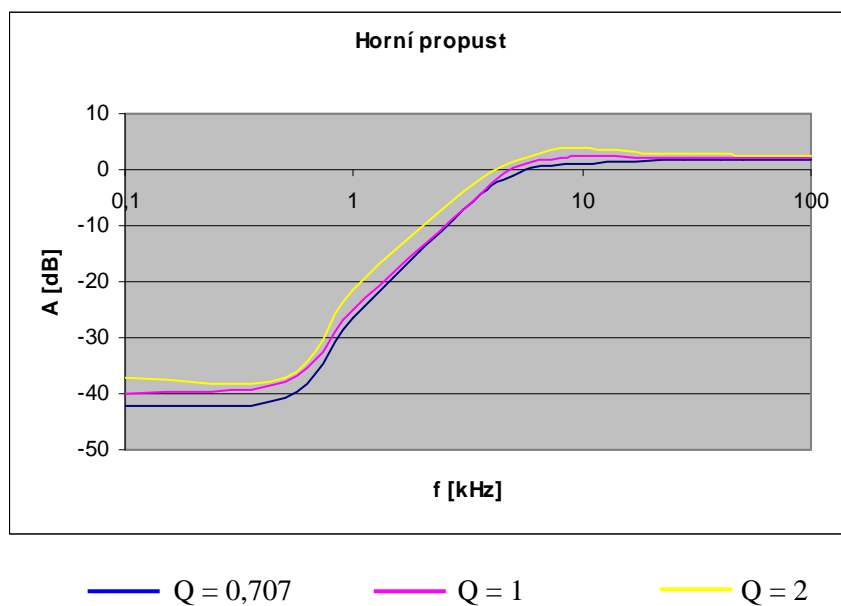
Z naměřených hodnot je patrné jak činitel jakosti ovlivňuje průběh kmitočtové charakteristiky a tím i chování filtru. S rostoucím činitelem jakosti se zhoršují vlastnosti filtru. Strmost charakteristiky v přechodném pásmu se zmenšuje, takže útlum je pozvolnější.

#### Dolní propust



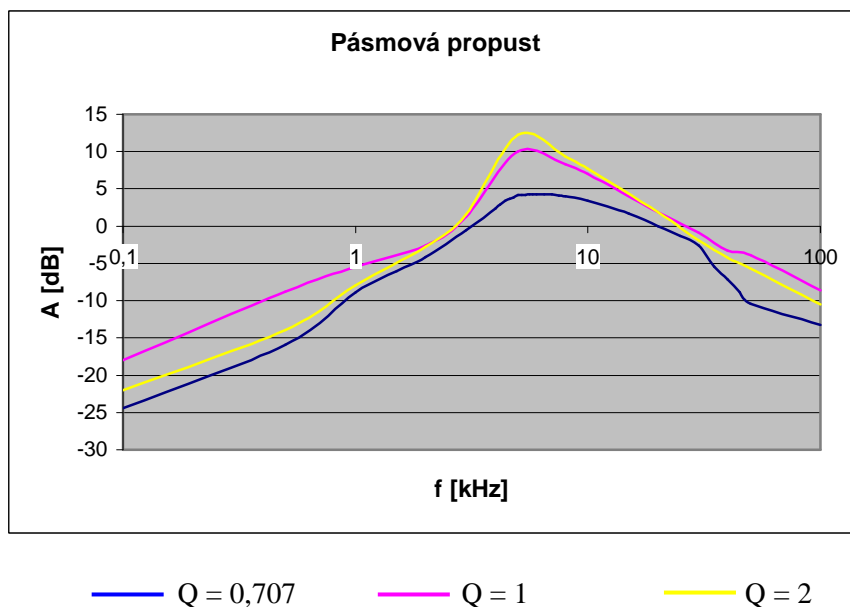
Obr. 7.5: Kmitočtová charakteristika DP pro různé  $Q$

## Horní propust



Obr. 7.6: Kmitočtová charakteristika HP pro různé  $Q$

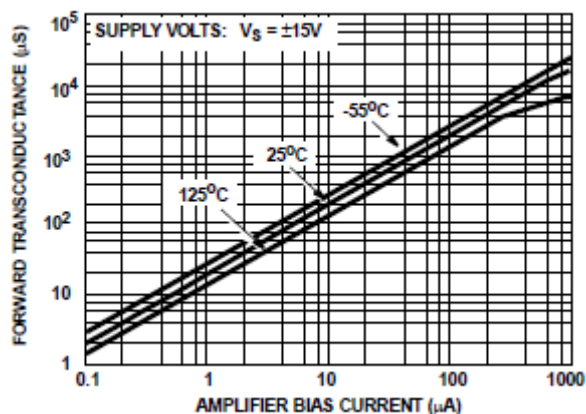
## Pásmová propust



Obr. 7.7: Kmitočtová charakteristika PP pro různé  $Q$

## Naměřené výsledky – měření frekvenčních charakteristik pro různé $g_m$

Při měření frekvenční charakteristiky s laděním transkonduktance  $g_m$  jsem využil grafu závislosti transkonduktance na řídicím proudu v dokumentaci obvodu CA3080 pro určení odpovídající hodnoty transkonduktance při určité hodnotě řídicího proudu.



Obr. 7.8: Závislost transkonduktance  $g_m$  na řídicím proudu  $I_B$

Tabulka 7.1: Hodnoty  $g_m$  pro odpovídající  $I_B$

$I_B$ [ $\mu A$ ]	10	20	40	60	80	100	200	500	800	1000
$g_m$ [ $\mu S$ ]	190	400	900	1200	1600	2000	4000	9600	15000	17000

Zvolil jsem hodnoty transkonduktance 2 mS, 9,6 mS a 17 mS. Tyto hodnoty a jím odpovídající hodnoty řídicího proudu jsou zjištěny z grafu závislosti  $g_m$  na  $I_B$  na obr. 7.8. Řídicí proud je přiveden z +15 V napájecího zdroje přes rezistor. Změno tohoto rezistoru se docílí změny transkonduktance. Pro nastavení transkonduktance na požadovanou hodnotu vycházíme ze vztahu:

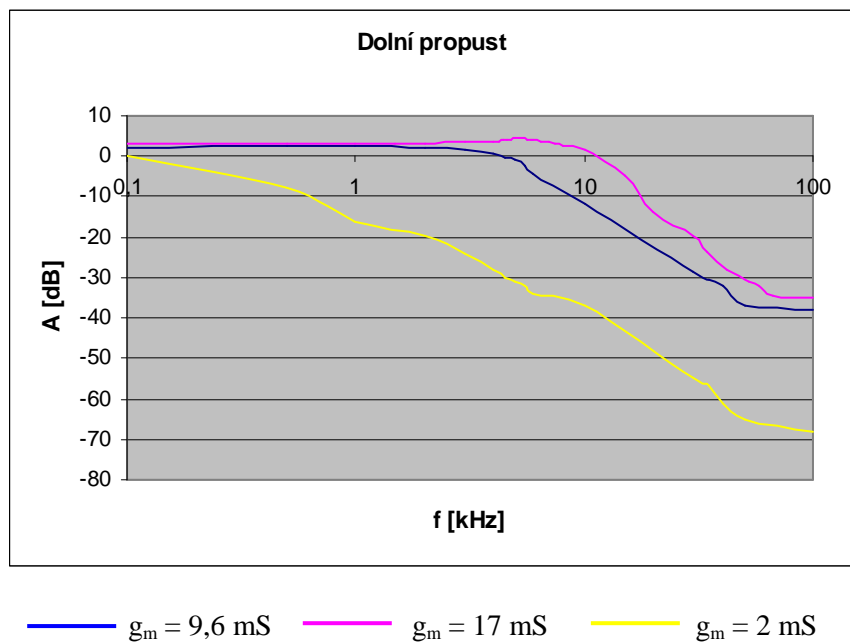
$$R = \frac{U_{CC} - 0,7}{I_B} \quad (7.1)$$

$$g_m = 2 \text{ mS} \rightarrow R = 150 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = 9,6 \text{ mS} \rightarrow R = 28,6 \text{ k}\Omega$$

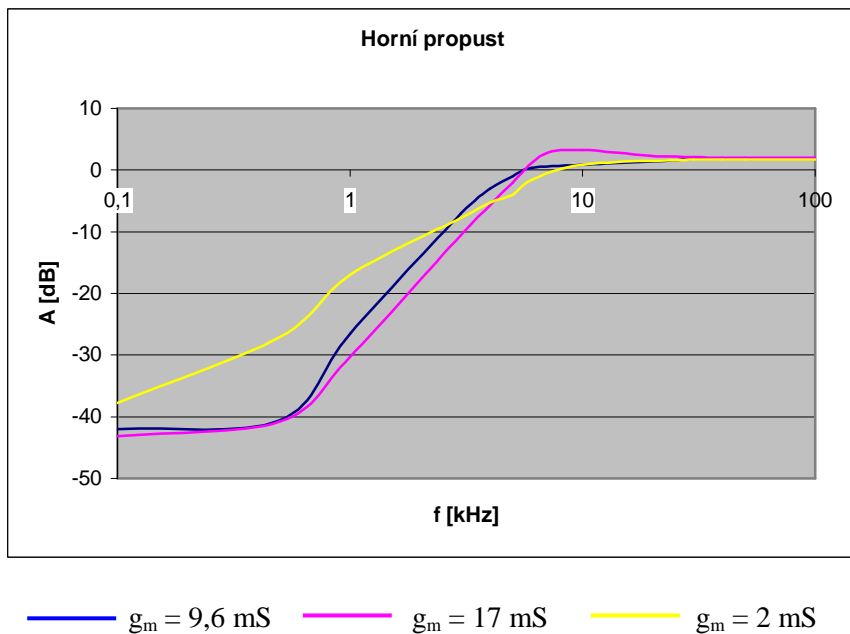
$$g_m = 17 \text{ mS} \rightarrow R = 15 \text{ k}\Omega$$

## Dolní propust



Obr. 7.9: Kmitočtová charakteristika DP pro různé  $g_m$

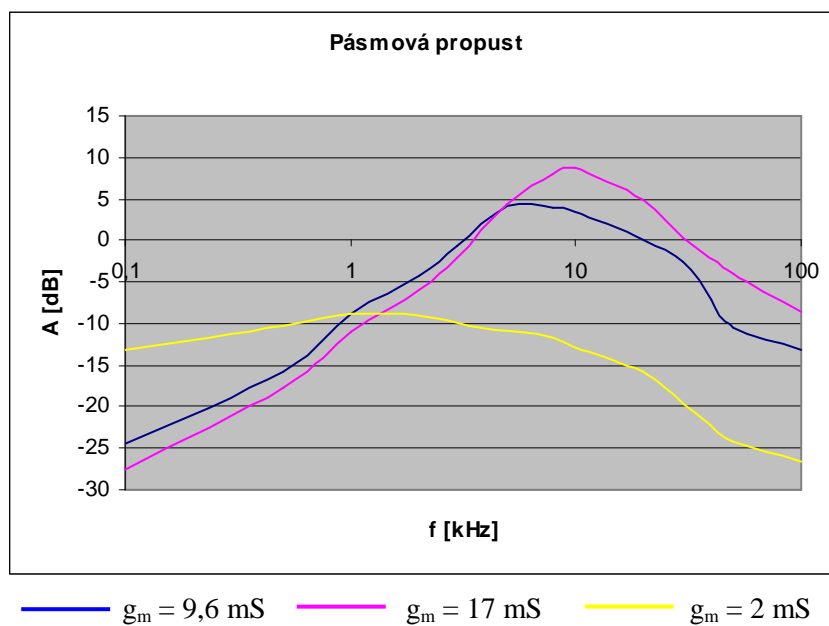
## Horní propust



Obr. 7.10: Kmitočtová charakteristika HP pro různé  $g_m$



## Pásmová propust



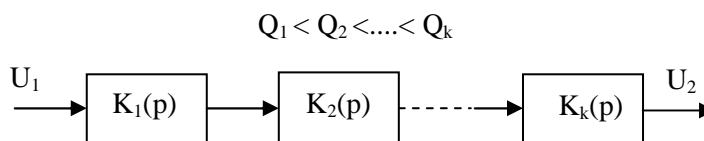
Obr. 7.11: Kmitočtová charakteristika PP pro různé  $g_m$

Měření filtru pro různé úrovně transkonduktance ukázalo jak se tyto změny projeví na funkci filtru. Nejvíce průběh kmitočtových charakteristik ovlivnila změna transkonduktance na nízkou hodnotu 2 mS. Zvýšení hodnoty na 17 mS se už tak výrazně neprojevilo.

## 8 Návrh filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy

### 8.1 Kaskádní syntéza

Při kaskádní syntéze se používá rozklad přenosové funkce na funkce 2. řádu. Funkce lichého řádu se vytvoří součinem funkcí 2. řádu a jedné funkce 1. řádu. Na obrázku níže je znázorněno vytváření filtrů libovolných řádů kaskádním spojením filtrů 1. a 2. řádu.



Obr. 8.1: Kaskáda dvojbranů 1. a 2. řádu

Přenosová funkce celého filtru libovolného řádu se spočítá součinem funkcí dílčích dvojbranů.

$$K(p) = K_1(p) \cdot K_2(p) \cdots K_K(p) \quad (8.1)$$

V kaskádě nesmí docházet k tomu, aby se dvojbrany vzájemně ovlivňovali. Každý předchozí stupeň proto musí vůči následujícímu stupni představovat zdroj napětí, v ideálním případě by měla být výstupní impedance předchozího stupně nulová a impedance následujícího stupně nekonečně velká. V praxi platí, že pokud u sousedních bloků je splněna podmínka  $Z_{\text{výst}} \leq 0,01 \cdot Z_{\text{vst}}$ , nemusejí se mezi jednotlivé bloky kaskády vkládat oddělovací stupně.

Výsledné vlastnosti filtru závisí na uspořádání bloků v kaskádě. U filtrů DP a HP je nejvhodnější uspořádání v kaskádě podle rostoucí hodnoty činitele jakosti  $Q$ , viz obrázek 8.1 U pásmových propustí je to složitější.

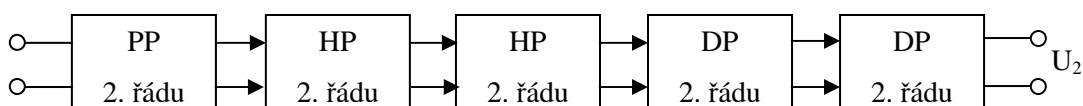
#### Použití bloků ARC 1. a 2. řádu

- je umožněno, aby obvod zabezpečoval funkci filtru a také možnost nastavení velikosti zesílení
- výhodou je poměrně jednoduchý návrh a snadné ladění kaskádně spojených bloků blok po bloku

- díky použití OZ jsou výstupní impedance jednotlivých bloků nízké, takže přenosová funkce téměř není závislá na impedanci zátěže v pásmu použitelnosti OZ pro daný typ filtru
- nevýhodou této metody oproti přímé náhradě příčkových struktur RLC je větší citlivost přenosových funkcí na změny parametrů obvodových prvků.

ARC filtry vyšších řádů lze realizovat kaskádním zapojením filtrů 2. řádu. Pokud se požaduje řád lichý, přidá se ještě filtr 1. řádu.

Pro názornost je na obr. 8.2 příklad sestavení pásmové propusti 10. řádu. Na pořadí jednotlivých bloků nezáleží. Oproti obrázku mohou být například na začátku filtru dolní propusti, z nimi horní propusti a nakonec pásmová propust 2. řádu.



Obr. 8.2: Příklad sestavení pásmové propusti 10. řádu z bloků 2. řádu

### Výhody kaskádní realizace filtrů ARC

- dobré oddělení jednotlivých stupňů díky tomu, že jednotlivé bloky filtru jsou napájeny zdrojem signálu s nízkou vnitřní impedancí (výstup OZ), aktivní RC filtry mohou dosahovat velké vstupní a malé výstupní impedance a lze u nich nastavovat velikost přenosu.
- Pokud je střední, případně mezní, kmitočet filtru v porovnání s tranzitním mezním kmitočtem OZ velmi nízký, jsou charakteristiky aktivních RC filtrů závislé prakticky na parametrech rezistorů a kondenzátorů a na jejich nestabilitách a jsou jen nepatrně ovlivněny parametry zesilovače.
- v oblasti provozních kmitočtů OZ mohou být filtry konstruovány s poměrně velkou přesností danou nízkotolerančními rezistory a kondenzátory.
- možnost výroby integrovaných filtrů ARC, která je však poměrně omezená hlavně pro kmitočty nižší než 10 kHz, na kterých se nahrazují aktivními filtry se spínanými kondenzátory, které mohou pracovat i na nízkých kmitočtech při nízkých hodnotách kapacit C.

## 8.2 Návrh filtrů vyšších řádů

Pro návrh filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy jsem využil program NAF. Prvním krokem v tomto programu je zvolit typ filtru (DP, HP, PP). Dále se zvolí aproximace (Butterworth, Čebyšev atd.). Já volil Butterworthovu aproximaci. Poté se zadají hodnoty tolerančního pole pro požadovaný řád filtru. Po těchto krocích zjistíme koeficienty ( $a_i$ ,  $b_i$ ) a činitele jakosti  $Q$  jednotlivých sekcí. Dále zjistíme i schéma zapojení jednotlivých sekcí, kaskádně spojených za sebe dle vzrůstající hodnoty  $Q$ . Vygenerované koeficienty v NAFU jsou ale chybné. Koeficienty  $a_0$  a  $b_0$  se musí násobit  $4\pi^2$ , koeficienty  $a_1$  a  $b_1$  se násobí  $2\pi$ . Obecné funkce pro přenos:

$$K(s) = \frac{a_m(s)^m + a_{m-1}(s)^{m-1} + \dots + a_1s + a_0}{b_n(s)^n + b_{n-1}(s)^{n-1} + \dots + b_1s + b_0} \quad (8.2)$$

$$K_{DP}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (8.3)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{K_0s^2}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (8.4)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{s\omega_0/Q}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (8.5)$$

Výsledné koeficienty se aplikují dle obecné přenosové funkce na odvozené přenosové funkce zvoleného filtru. Poté už lze vypočítat hodnoty jednotlivých prvků pro realizaci.

Správnost koeficientů jsem ověřil simulací v programu SNAP, kde jsem sestavil obvod příslušného řádu a zadal vypočítané koeficienty.

### Příklad výpočtu: DP 4. řádu

Zde je přenosová funkce dolní propusti multifunkčního filtru, na kterou se aplikují zjištěné koeficienty.

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s\frac{1}{C_2R_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (8.6)$$

Zvolíme transkonduktanci  $g_m$  a hodnotu kondenzátoru  $C_1$  a po dosazení koeficientu  $b_0$  za  $\omega_0$  dopočítáme kondenzátor  $C_2$ .

Známe:  $g_{m1} = g_{m2} = 9.6 \text{ mS}$   $C_1 = 470 \text{ nF}$

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} = b_0 \rightarrow C_2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 \cdot b_0} = \underline{200 \text{ nF}} \quad (8.7)$$

Ze vztahu pro výpočet činitele jakosti filtru si vyjádříme a spočítáme hodnotu rezistoru  $R$  pro oba bloky kaskády.

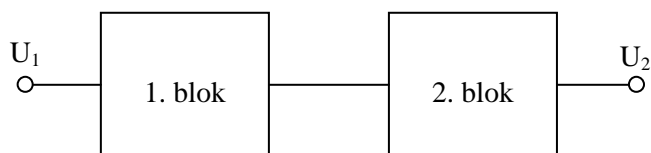
$$Q = C_2 R \cdot \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \rightarrow Q = C_2 R_1 \omega_0 \quad (8.8)$$

$$R = \frac{Q}{C_2 \omega_0} = \underline{200 \Omega} \quad (Q=1,3) \quad (8.9)$$

$$R = \frac{Q}{C_2 \omega_0} = \underline{82 \Omega} \quad (Q=0,5) \quad (8.10)$$

U horní propusti je postup stejný. U pásmové propusti se liší koeficienty  $b_0$ , tudíž musíme vypočítat hodnoty  $C_2$  pro oba bloky kaskády zvlášť.

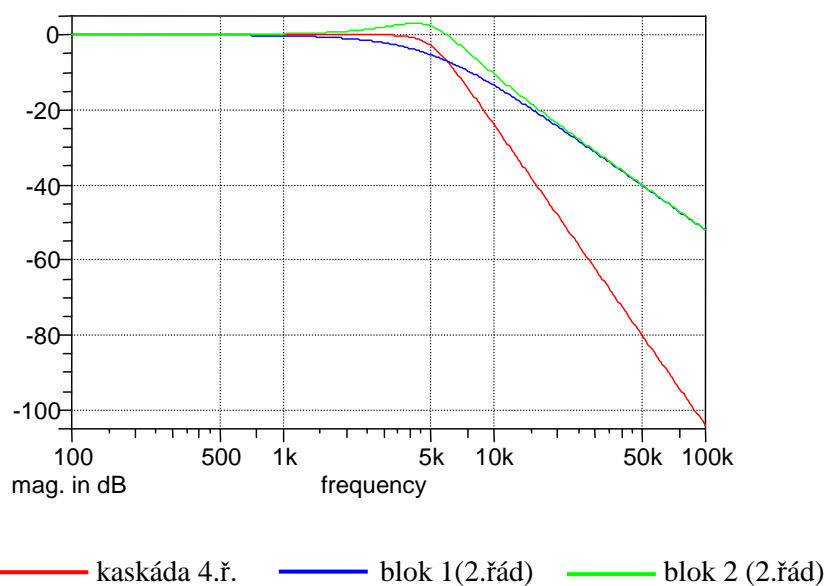
Dolní propust 4. řádu je tvořena dvěma bloky DP 2. řádu.



Obr. 8.3: Kaskáda dvou bloků 2. řádu

$f_c$ :	5 kHz	5 kHz
$Q$ :	0,5	1,3

Kaskádním spojením dvou bloků DP 2. řádu získáme DP 4. řádu. Bloky se řadí za sebe podle vzrůstající hodnoty činitele jakosti  $Q$ . V následujícím grafu jsou vidět kmitočtové charakteristiky jednotlivých bloků a celého zapojení.

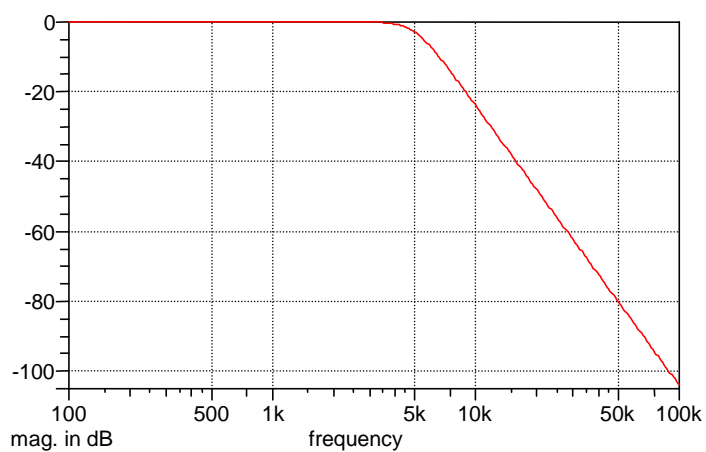


Obr.8.4: Kmitočtové charakteristiky jednotlivých bloků a celého zapojení

#### DP 4. řádu

Tabulka 8.1: DP 4. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	23800	$9,86 \cdot 10^8$	1,3
2	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	57800	$9,86 \cdot 10^8$	0,5

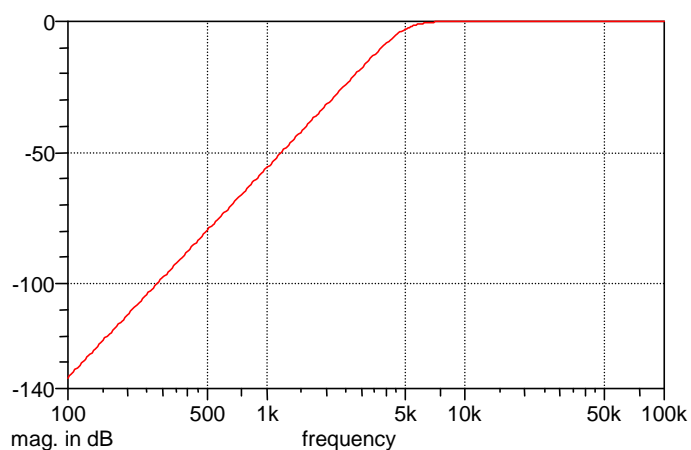


Obr. 8.5: Kmitočtová charakteristika DP 4. řádu

#### HP 4. řádu

Tabulka 8.2: HP 4. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	1	0	0	1	23800	$9,86 \cdot 10^8$	1,3
2	1	0	0	1	57800	$9,86 \cdot 10^8$	0,5

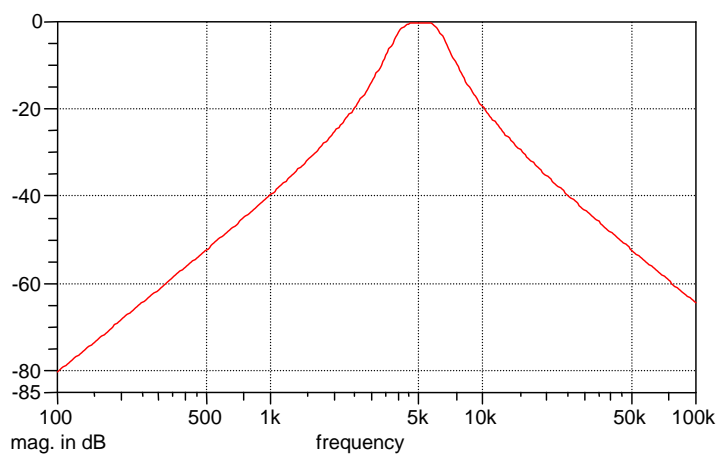


Obr. 8.6: Kmitočtová charakteristika HP 4. řádu

## PP 4. řádu

Tabulka 8.3: PP 4. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	0	18777	0	1	12500	$1,4 \cdot 10^9$	2,87
2	0	12500	0	1	9170	$6,9 \cdot 10^8$	2,87

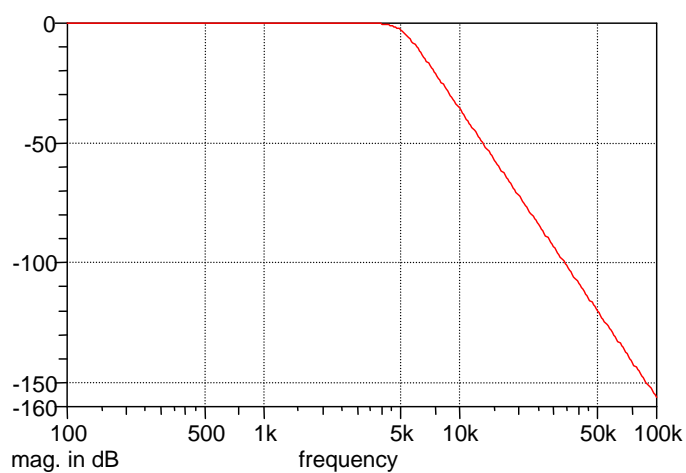


Obr. 8.7: Kmitočtová charakteristika PP 4. řádu

## DP 6. řádu

Tabulka 8.4: DP 6. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	16270	$9,86 \cdot 10^8$	1,9
2	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	44420	$9,86 \cdot 10^8$	0,7
3	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	60690	$9,86 \cdot 10^8$	0,5



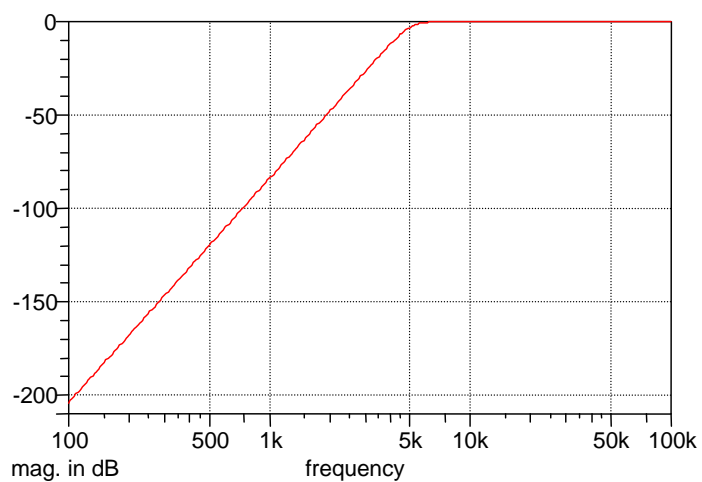
Obr. 8.8: Kmitočtová charakteristika DP 6. řádu



## HP 6.řádu

Tabulka 8.5: HP 6. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	1	0	0	1	16270	$9,86 \cdot 10^8$	1,93
2	1	0	0	1	44420	$9,86 \cdot 10^8$	0,7
3	1	0	0	1	60690	$9,86 \cdot 10^8$	0,5

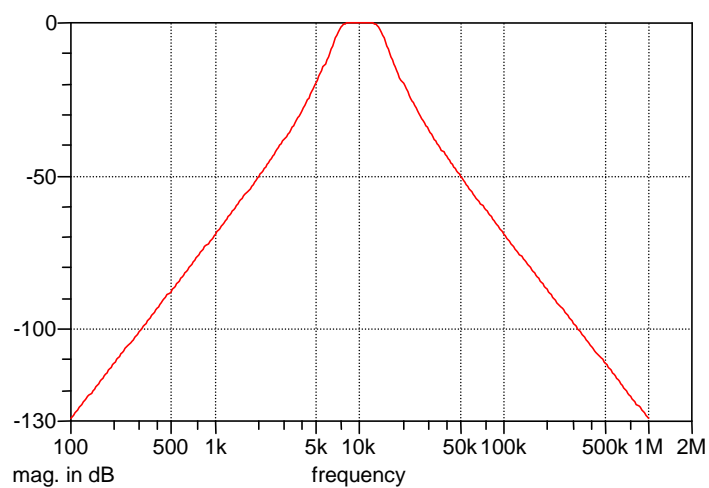


Obr. 8.9: Kmitočtová charakteristika HP 6. řádu

## PP 6. řádu

Tabulka 8.6: PP 6. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	0	59690	0	1	28462	$7,22 \cdot 10^9$	3
2	0	32672	0	1	15520	$2,2 \cdot 10^9$	3
3	0	43982	0	1	43982	$3,9 \cdot 10^9$	1,4

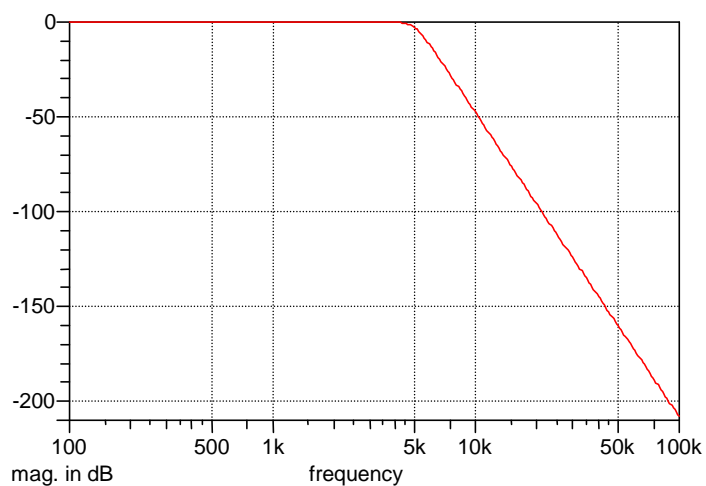


Obr. 8.10: Kmitočtová charakteristika PP 6. řádu

## DP 8. řádu

Tabulka 8.7: DP 8. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	12250	$9,86 \cdot 10^8$	2,5
2	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	34870	$9,86 \cdot 10^8$	0,9
3	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	52270	$9,86 \cdot 10^8$	0,6
4	0	0	$9,86 \cdot 10^8$	1	61640	$9,86 \cdot 10^8$	0,5

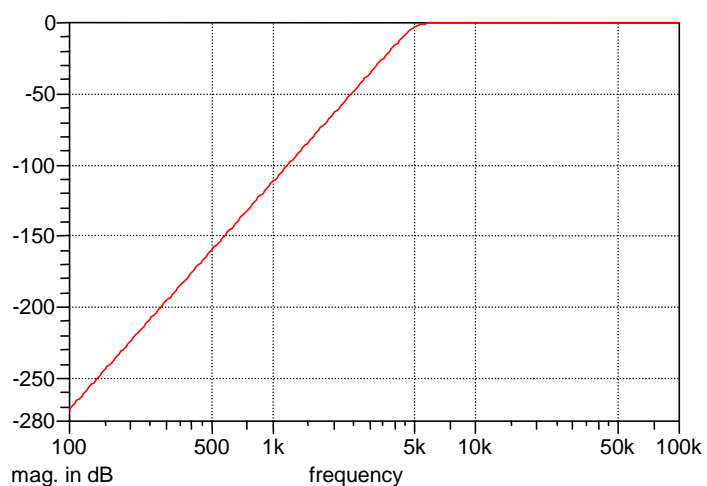


Obr. 8.11: Kmitočtová charakteristika DP 8. řádu

## HP 8. řádu

Tabulka 8.8: HP 8. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	1	0	0	1	12250	$9,86 \cdot 10^8$	2,5
2	1	0	0	1	34870	$9,86 \cdot 10^8$	0,9
3	1	0	0	1	52270	$9,86 \cdot 10^8$	0,6
4	1	0	0	1	61640	$9,86 \cdot 10^8$	0,5

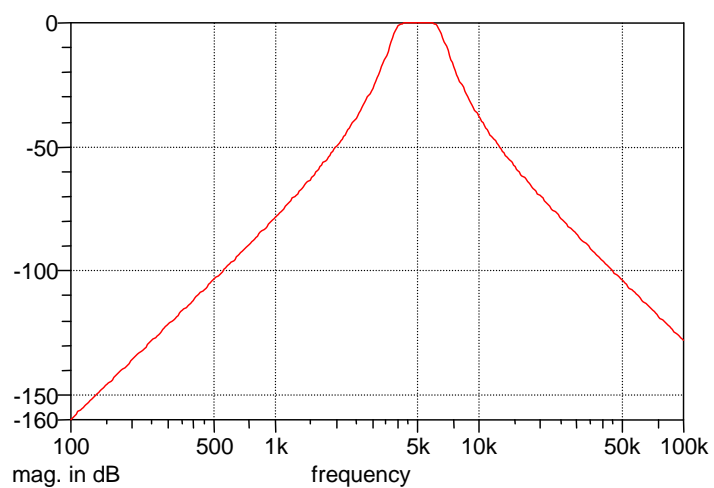


Obr. 8.12: Kmitočtová charakteristika HP 8. řádu

## PP 8. řádu

Tabulka 8.9: PP 8. řádu

Blok	$a_2$	$a_1$	$a_0$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	Q
1	0	19729	0	1	7351	$1,6 \cdot 10^9$	5,4
2	0	12503	0	1	4656	$6,2 \cdot 10^8$	5,4
3	0	17342	0	1	15959	$1,2 \cdot 10^9$	2,2
4	0	14263	0	1	13069	$8 \cdot 10^8$	2,2



Obr. 8.13: Kmitočtová charakteristika PP 8. řádu

Pro filtry 6. a 8. řádu je postup návrhu stejný, jen se musí navrhnout součástky pro více bloků. U 6. řádu jsou tři bloky 2. řádu a u 8. řádu jsou čtyři bloky 2. řádu kaskádně řazené za sebe, jak je vidět z tabulek.

## 9 Závěr

Cílem této diplomové práce bylo vypracovat přehled komerčně dostupných OTA zesilovačů na trhu. Dále provést analýzu základních typů filtrů 1. a 2. řádu, odvodit návrhové vztahy, experimentálně ověřit své návrhové postupy a také vypracovat metodiku návrhu filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy.

Na začátku jsem se věnoval teoretickému rozboru, kde jsem popsal vlastnosti transkonduktančního zesilovače. Dále jsem stručně popsal elektrické filtry, aktivní filtry 2. řádu a aktivní prvky, které se používají v ARC filtrech. Mezi tyto aktivní prvky patří také právě transkonduktanční zesilovač (OTA). Ten je díky svým vlastnostem vhodný právě pro konstruování kmitočtových filtrů. Hlavně díky možnosti řízení transkonduktance je tento aktivní prvek vhodný pro ladění kmitočtových filtrů. Vypracoval jsem přehled komerčně dostupných OTA na trhu, kde jsem uvedl nejpoužívanější typy OTA a k nim uvedl jejich elektrické parametry a typické aplikace. V seznamu literatury jsou uvedeny internetové stránky výrobců OTA na kterých lze nalézt spoustu dalších typů OTA zesilovačů.

V hlavní části práce jsem se zabýval analýzou filtrů, kde jsem uvedl schémata zapojení filtrů 1. a 2. řádu s OTA a univerzálních filtrů, které plní všechny tři základní funkce DP, HP a PP. V programu Snap jsem sestavil zapojení všech filtrů a provedl simulaci pro ověření správnosti jejich funkce. Odvodil jsem návrhové vztahy a uvedl kmitočtové charakteristiky. Pro další ověření správnosti návrhových postupů jsem provedl praktické měření na zvoleném typu univerzálního filtru, který jsem zvolil díky jeho jednoduché struktuře zapojení a plnění všech tří funkcí. Měření jsem provedl pro různé činitele jakosti a pro různé naladění transkonduktance OTA zesilovačů. Výsledky měření vyšly dle teoretických předpokladů a simulací ve Snapu, avšak nejsou zcela ideální tyto naměřené kmitočtové charakteristiky a to z důvodu nepřesných hodnot součástek vzhledem k přesně vypočítaným hodnotám a z důvodu možnosti nepřesného odečtení naměřených hodnot z osciloskopu a zaokrouhlování hodnot. Je vidět, že rostoucí činitel jakosti zhoršuje vlastnosti filtru. Při měření pro změnu transkonduktance je vidět, že hlavně nízká hodnota  $g_m$  velice nepříznivě ovlivnila chování filtru.

V závěrečné kapitole jsem vypracoval metodiku návrhu filtrů vyšších řádů pomocí kaskádní syntézy. Pomocí programu NAF jsem odvodil koeficienty filtrů vyšších řádů a uvedl příklad návrhu filtru konkrétního řádu. Koeficienty zjištěné v programu NAF byli ovšem nepřesné, musely se přepočítat jak je uvedeno v kapitole 8.

## Literatura

- [1] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 6.díl*. Praha: BEN – technická literatura, 2009. 272 s. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [2] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. Brno: FEKT VUT, 2002. 343 s. ISBN REL 002.
- [3] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 536 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [4] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 496 s. ISBN 80-7300-059-8.
- [5] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače – historie a současnost*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 68 s. ISBN 80-7300-047-4
- [6] Internetové stránky firmy Analog Devices [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.analog.com/>>
- [7] Internetové stránky firmy Elektrorevue [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/>>
- [8] Internetové stránky firmy Intersil [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.intersil.com/>>
- [9] Internetové stránky firmy Linear Technology [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.linear.com/>>
- [10] Internetové stránky firmy Maxim Integrated Products [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.maxim-ic.com/>>
- [11] Internetové stránky firmy National Semiconductor [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.national.com/>>
- [12] Internetové stránky firmy ON Semiconductor [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.onsemi.com/>>
- [13] Internetové stránky firmy SNAP [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.snap.webpark.cz/>>
- [14] Internetové stránky firmy Texas Instruments [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.ti.com/>>

## Přílohy

Příloha 1: Tabulky naměřených hodnot univerzálního filtru pro změny  $Q$  3 strany

Příloha 2: Tabulky naměřených hodnot univerzálního filtru pro změny  $g_m$  3 strany